SELEZIONE RADIO - TV
di tecnica
11
LIRE 400
AUSTRIA .... Sc. 24.90
BELGIO .... Fr. Bg. 48
DANIMARCA Kr. D. 6.65
FRANCIA ...... Fr. Fr. 4.70
GERMANIA D. M. 3.85
INGHILTERRA Sh. 6.10
ITALIA .... L. 400
JUGOSLAVIA Din. 725
LUSSEMB. Fr. Bg. 48
MALTA .... Sh. 6.10
NORVEGIA Kr. N. 6.90
OLANDA .... Fol. 3.50
PORTOGALLO Esc. 27.60
SPAGNA .... Pts. 57.70
SVIZZERA .... Fr. S. 4.15
novembre/dicembre 1967
Spedizione in Abbonamento Postale · Gruppo III

FABBRICA ITALIANA VALVOLE RADIO ELETTRICHE
FIVRE
Quarzi piezoelettrici per tutte le applicazioni
Poliodi di ogni tipo e potenza per applicazioni trasmittenti ed industriali
Ignitrons e thyratrons per applicazioni industriali
Tubi ad onde progressive e klystrons
Tubi a raggi catodici per televisione
Valvole sub-miniatura e altri tubi speciali
Valvole termojoniche riceventi per radio e televisione
Condensatori ad alto vuoto
PAVIA
VIA FABIO FILZI, 1
TEL. 31144/5
23636/7/8
26791

Supertester 680 E

MILANO ICE ITALY

BREVETTATO. - Sensibilità: 20.000 ohms x volt

Con scala a specchio e STRUMENTO A NUCLEO MAGNETICO schermato contro i campi magnetici esterni!!! Tutti i circuiti Voltmetrici e Amperometrici in C.C. e C.A. di questo nuovissimo modello 680 E montano resistenze speciali tarate con la PRECISIONE ECCEZIONALE DELLO 0,5% !!

10 CAMPI DI MISURA E 48 PORTATE !!!

VOLTS C.C.:	**7 portate:**	con sensibilità di 20.000 Ohms per Volt: **100 mV. - 2 V.** - 10 V. - 50 V. - 200 V. - 500 V. e 1000 V. C.C.
VOLTS C.A.:	**6 portate:**	con sensibilità di 4.000 Ohms per Volt: **2 V.** - 10 V. - 50 V. - 250 V. - 1000 V. e 2500 Volts C.A.
AMP. C.C.:	**6 portate:**	50 µA - 500 µA - 5 mA - 50 mA - 500 mA e **5 A.** C.C.
AMP. C.A.:	5 portate:	250 µA - 2,5 mA - 25 mA - 250 mA e 2,5 Amp. C.A.
OHMS:	**6 portate:**	Ω : 10 - Ω x 1 - Ω x 10 - Ω x 100 - Ω x 1000 - Ω x 10000 (per letture da 1 decimo di Ohm fino a 100 Megaohms).
Rivelatore di REATTANZA:	**1 portata:**	da 0 a 10 Megaohms.
CAPACITA':	**4 portate:**	da 0 a 5000 e da 0 a 500.000 pF - da 0 a 20 e da 0 a 200 Microfarad.
FREQUENZA:	**2 portate:**	0 ÷ 500 e 0 ÷ 5000 Hz.
V. USCITA:	**6 portate:**	2 V. - 10 V. - 50 V. - 250 V. - 1000 V. e 2500 V.
DECIBELS:	**5 portate:**	da — 10 dB a + 62 dB.

Inoltre vi è la possibilità di estendere ancora maggiormente le prestazioni del **Supertester 680 E** con accessori appositamente progettati dalla I.C.E.

I principali sono:

Amperometro a Tenaglia modello « Amperclamp » per Corrente Alternata: Portate: 2,5 - 10 - 25 - 100 - 250 e 500 Ampères C.A.
Prova transistori e prova diodi modello « Transtest » 662 I. C. E.
Shunts supplementari per 10 - 25 - 50 e 100 Ampères C.C.
Volt - ohmetro a Transistors di altissima sensibilità.
Sonda a puntale per prova temperature da — 30 a + 200 °C.
Trasformatore mod. 616 per Amp. C.A.: Portate: 250 mA - 1 A - 5 A - 25 A - 100 A C.A.
Puntale mod. 18 per prova di ALTA TENSIONE: 25000 V. C.C
Luxmetro per portate da 0 a 16.000 Lux. mod. 24.

IL TESTER MENO INGOMBRANTE (mm 126 x 85 x 32) **CON LA PIU' AMPIA SCALA** (mm 85 x 65) Pannello superiore interamente in **CRISTAL** antiurto: IL TESTER PIU' ROBUSTO, PIU' SEMPLICE, PIU' PRECISO!

Speciale circuito elettrico **Brevettato** di nostra esclusiva concezione che unitamente ad un limitatore statico permette allo strumento indicatore ed al raddrizzatore a lui accoppiato, di poter sopportare sovraccarichi accidentali od erronei anche **mille** volte superiori alla portata scelta! Strumento antiurto con speciali sospensioni elastiche. Scatola base in nuovo materiale plastico infrangibile. Circuito elettrico con speciale dispositivo per la compensazione degli errori dovuti agli sbalzi di temperatura. IL TESTER SENZA COMMUTATORI e quindi eliminazione di guasti meccanici, di contatti imperfetti, e minor facilità di errori nel passare da una portata all'altra. IL TESTER DALLE INNUMEREVOLI PRESTAZIONI: IL TESTER PER I RADIO-TECNICI ED ELETTROTECNICI PIU' ESIGENTI !

I N S U P E R A B I L E !

IL PIÙ PRECISO!

IL PIÙ COMPLETO!

P R E Z Z O

eccezionale per elettrotecnici radiotecnici e rivenditori

LIRE 10.500 !!

franco nostro Stabilimento

Per pagamento alla consegna **omaggio del relativo astuccio !!!**

Altro **Tester Mod. 60** identico nel formato e nelle doti meccaniche ma con sensibilità di 5000 Ohms x Volt e solo 25 portate **Lire 6.900** franco nostro Stabilimento.

Richiedere Cataloghi gratuiti a:

I.C.E. VIA RUTILIA, 19/18 MILANO - TEL. 531.554/5/6

Puntale per alte tensioni Mod. 18 « I.C.E. »

Questo puntale serve per elevare la portata dei nostri TESTER 680 a 25.000 Volts c.c.
Con esso può quindi venire misurata l'alta tensione sia dei televisori, sia dei trasmettitori ecc.
Il suo prezzo netto è di Lire 2.900 franco ns. stabilimento.

Trasformatore per C.A. Mod. 616 « I.C.E. »

Per misure amperometriche in Corrente Alternata.
Da adoperarsi unitamente al Tester 680 in serie al circuito da esaminare.

6 MISURE ESEGUIBILI:
250 mA - 1 A - 5 A - 25 A - 50 e 100 Amp. C.A.

Precisione: 2,5%. **Dimensioni:** 60 x 70 x 30. **Peso** 200 gr.
Prezzo netto Lire 3.980 **franco ns. stabilimento.**

Per misure amperometriche immediate in C. A. senza interrompere i circuiti da esaminare !!

Questa pinza amperometrica **va usata unitamente al nostro SUPERTESTER 680** oppure unitamente a qualsiasi altro strumento indicatore o registratore con portata 50 µA - 100 millivolts.

* A richiesta con supplemento di L. 1.000 la I.C.E. può fornire pure un apposito riduttore modello 29 per misurare anche bassissime intensità da 0 a 250 mA

Prezzo propagandistico netto di sconto L. 6.900
francooths/ stabilimento. Per pagamenti all'ordine o alla consegna omaggio del relativo astuccio.

Prova transistor e prova diodi Mod. TRANSTEST 662 I.C.E.

Con questo nuovo apparecchio la I.C.E. ha voluto dare la possibilità agli innumerevoli tecnici che con loro grande soddisfazione possiedono o entreranno in possesso del SUPERTESTER I.C.E. 680 di allargare ancora notevolmente il suo grande campo di prove e misure già effettuabili. Infatti il TRANSTEST 662 unitamente al SUPERTESTER I.C.E. 680 può effettuare contrariamente alla maggior parte dei Provatransistor della concorrenza, tutte queste misure: Icbo (Ico) - Iebo (Ieo) Iceo - Ices - Icer - Vce sat Vbe - hFE (β) per i TRANSISTOR e Vf - Ir per i DIODI.

Minimo peso: grammi 250
Minimo ingombro:
mm 126 x 85 x 28

PREZZO netto L. 6.900!
Franco ns/ stabilimento, completo di puntali, di pila e manuale d'istruzioni. Per pagamento alla consegna, omaggio del relativo astuccio.

minima corrente di dispersione
basso fattore di rumore
ridotta tensione di saturazione
elevato grado di amplificazione
selezione in gruppi di amplificazione

transistori NPN
PLANARI EPITASSIALI
al silicio per bassa frequenza
BC 107 - BC 108 - BC 109

BC 107 e BC 108 impieghi generali in BF
BC 109 stadi preamplificatori a basso rumore

DATI TECNICI		BC 107	BC 108	BC 109
Tensione collettore-emettitore V_{CEO} max.	V	45	20	20
Tensione emettitore-base V_{EBO} max.	V	5	5	5
Corrente collettore I_C	mA	100	100	100
Corrente di base I_B	mA	20	20	20
Temperatura di giunzione Tj	°C	175	175	175
Potenza totale di dissipazione Ptot	mW	300	300	300
Tensione di saturazione del collettore V_{CEsat} (I_C = 10mA, I_C/I_B = 20)	mV	90	90	90
Corrente residua collettore-base I_{CBO} (V_{CBO} = 45 V per BC 107, 20 V per BC 108 e BC 109)	nA	0,2 (< 15)	0,2 (< 15)	0,2 (< 15)
Frequenza di transito fT (I_C = 10mA, V_{CE} = 5V, f = 100 MHz)	MHz	300 (> 150)	300 (> 150)	300 (> 150)
Fattore di rumore F (I_C = 0,2 mA, V_{CE} = 5V, RG = 2 kΩ, f = 1 kHz Δf = 200 Hz per BC 107 e BC 108 —30... 15 kHz per BC 109)	dB	2 (< 6)	2 (< 6)	< 4
Amplificazione dinamica di corrente hfe I_C = 2 mA, V_{CE} = 5 V, f = 1 kHz)	A	222 (125..260)	222 (125..260)	—
	B	300 (240..500)	330 (240..500)	330 (240..500)
	C	—	600 (450..900)	600 (450..900)

S I E M E N S   E L E T T R A   S. P. A.   -   M I L A N O

Editore: J.C.E.

Direttore Responsabile:
ANTONIO MARIZZOLI

Direzione, Redazione, Ufficio Pubblicità:
Viale Matteotti, 66
20092 Cinisello Balsamo - Milano
Tel. 92.89.391
Amministrazione:
Via Vincenzo Monti, n. 15 - 20123 Milano

Selezione di Tecnica Radio TV
N. 11 Novembre 1967
rivista mensile edita per la divulgazione
dell'elettronica,
della radio e della televisione.

Autorizzazione alla pubblicazione:
Tribunale di Milano
numero 4261 dell'1-3-1957

Stampa:
S.Ti.E.M.
20097 S. Donato Milanese
Concessionario esclusivo
per la diffusione in Italia e all'Estero:
SODIP
Via Zuretti, 25 - 20125 Milano
Telefono 68.84.251

Spedizione in abbonamento Postale
Gruppo III

Prezzo della rivista L. 400
numero arretrato L. 800
Abbonamento annuo L. 4.000
per l'Estero L. 5.500

I versamenti vanno indirizzati a:
Selezione di Tecnica Radio TV
Via Vincenzo Monti, 15
20123 - Milano
mediante emissione di assegno bancario,
cartolina vaglia o utilizzando
il c/c Postale numero 3/40678.
Per i cambi d'indirizzo, indicare,
oltre naturalmente al nuovo,
anche l'indirizzo precedente,
ed allegare alla comunicazione l'importo
di L. 300, anche in francobolli.

N. 11 Novembre 1967

SOMMARIO

IN COPERTINA:

SOMMARIO INSERZIONI

TARIFFE ESTERE

ARGENTINA	Pesos 135
AUSTRALIA	Sh. 12.10
BRASILE	Crs. 1.200
CANADA	$ Can. 1.20
CILE	Esc. 1.35
EGITTO	Leg. 0/420
ETIOPIA	$ Et. 2.35
GIAPPONE	Yen. 346.80
ISRAELE	L. I. 3.30
LIBIA	L. Lib. 0/345
PARAGUAY	Guar. 120
PERU'	Sol. 42.85
SUD-AFRICA	R. 0.80
TURCHIA	L. T. 8.70
URUGUAY	Pesos 10.45
U.S.A.	$ 1.60
VENEZUELA	Bs. 6.60

COME SI COSTRUISCE UN CINESCOPIO PER TELEVISIONE A COLORI

TELEVISIONE A COLORI

Il cinescopio a maschera forata, fra i diversi tipi di cinescopi per televisione a colori è l'unico che nonostante la sua non facile realizzazione si sia imposto ed attualmente sia l'unico prodotto in grandi serie in tutto il mondo. In questo articolo vengono descritte le varie fasi costruttive del cinescopio a maschera « europeo » e cioé il tipo A63-11X .

L'immagine che appare sullo schermo di un cinescopio per televisione a colori è formata da un « intreccio » di tre immagini di colore rispettivamente rosso, verde e blu. Questi colori corrispondono in lunghezza d'onda ai colori primari in cui era stata scomposta dalla telecamera a colori la scena all'atto della ripresa. Ciascuna di queste tre immagini è formata da minuscoli puntini di « fosfori » (1) depositati con una tecnica speciale sulla superficie interna dello schermo. Avremo quindi puntini di fosforo rosso, verde e blu.

A causa del sistema di deposizione impiegato, il centro di questi puntini viene a coincidere con il vertice di un minuscolo triangolo equilatero chiamato **triade.**

Ogni triade sarà quindi formata da un puntino di fosforo rispettivamente rosso, verde e blu. Grazie all'interposizione tra lo schermo e i tre cannoni elettronici di un foglio di lamiera pieno di minuscoli fori, il raggio di elettroni proveniente dal cannone del « rosso » andrà sempre a colpire il corrispondente puntino rosso di ciascuna triade dello schermo. Analogamente, il raggio del cannone del verde colpirà il puntino di fosforo del verde ed infine il raggio del cannone del blu andrà a colpire il puntino di fosforo blu di ogni triade.

Per ottenere la condizione suddetta, il punto di intersezione dei tre raggi di elettroni deve sempre giacere sul piano della maschera forata. Siccome ogni foro della

---

(1) La parola « fosforo » riferita alla sostanza luminescente depositata sulla superficie interna di uno schermo di un qualsiasi tubo a raggi catodici, non vuote significare il fosforo come elemento. **Questa parola comprende invece alcuni composti inorganici i quali quando vengono bombardati dagli elettroni emettono della luce.** La luminescenza provocata nell'istante in cui la sostanza viene bombardata viene chiamata **fluorescenza.** Se questa luminescenza dura più di 10 nanosecondi 10^{-9} **s)** viene chiamata **fosforescenza**. In alcuni fosfori, la fosforescenza differisce come colore dalla fluorescenza.

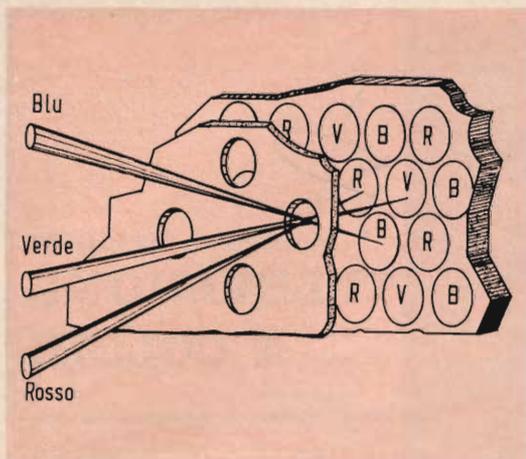



Fig. 1 - Principio di funzionamento del cinescopio a maschera forata. I raggi di elettroni provenienti dai tre cannoni elettronici debbono « passare insieme » in uno stesso foro della maschera. Solo se si verifica questa condizione avremo la cosiddetta « purezza » dei colori. Quest'ultima caratteristica si ha quando, per esempio, il raggio di elettroni proveniente dal cannone del rosso va a colpire, in ogni punto dello schermo **sempre** il puntino di fosforo del rosso. Così dicasi degli altri. Questa **convergenza** dei tre raggi in ciascun foro della maschera deve verificarsi per tutti i fori della maschera. A ciò provvedono i circuiti per la convergenza statica e dinamica.

maschera è centrato su una triade, se i tre raggi di elettroni s'incrociano o convergono in corrispondenza di ciascun foro, saremo sicuri che ciascun tipo di fosforo sarà colpito dal corrispondente cannone elettronico (fig. 1).

Questa importante caratteristica del cinescopio a maschera è ottenuta grazie ad un geniale quanto semplice sistema di deposizione dei fosfori. In base a questo sistema, la deposizione dei fosfori viene effettuata mediante una sorgente luminosa puntiforme a raggi ultravioletti e la stessa maschera forata che viene interposta tra questa sorgente e la superficie interna dello schermo cosparsa di materiale luminescente. Questo interessante sistema di « fissaggio » dei tre tipi di puntini verrà illustrato ampiamente più avanti.

I tre raggi di elettroni vengono deflessi da un unico sistema di scansione.

La luce emessa dai tre puntini di fosforo di una triade è pressoché proporzionale all'intensità della corrente dei raggi di elettroni che colpiscono tali puntini. La combinazione dei differenti valori di intensità luminosa dei tre puntini di fosforo di una triade è in grado di produrre tutta la gamma dei colori compresa nel triangolo del colore avente per vertice i tre colori primari scelti. Questi « nuovi » colori vengono ottenuti per mescolazione additiva delle tre diverse intensità luminose delle tre sorgenti di luce primaria di ciascuna triade.

A normale distanza di osservazione, lo spettatore non potrà vedere né le singole triadi né le tre sorgenti luminose che costituiscono ciascuna triade. Ciò che l'osservatore vedrà sarà il colore risultante dalla mescolazione additiva delle tre minuscole sorgenti dei tre colori primari scelti.

Questo sistema di riproduzione di tutti i colori esistenti in natura, (compreso il bianco) mediante variazione dell'intensita luminosa di tre sorgenti di luce primaria è stato confermato da prove effettuate su un gran numero di osservatori con vista normale ed è stato accettato e standardizzato dal C.I.E.

TECNOLOGIA DEL CINESCOPIO A MASCHERA

La fabbricazione del cinescopio a maschera richiede molta abilità e accuratezza di lavorazione. La costruzione della maschera e la « deposizione » dei fosfori sullo schermo vanno eseguiti con la massima precisione ed in ambienti estremamente puliti. Scrupolosa uniformità è richiesta sia per i fori della maschera sia per il delicato « mosaico » dei puntini di fosforo depositati sullo schermo. Tale uniformità deve naturalmente mantenersi su tutta la superficie utile sia della maschera che dello schermo del cinescopio.

La precisione diventa un fattore essenziale nel caso del reciproco posizionamento della maschera rispetto alla superficie interna dello schermo del cinescopio ogniqualvolta che vengono depositati i tre tipi di fosfori e nel caso del reciproco posizionamento dei tre cannoni all'interno del collo del cinescopio. La incorretta posizione dei tre sistemi elettrodici impedisce

a ciascun cannone di andare a colpire il « suo » fosforo. Questo « bersaglio sbagliato » produce una errata riproduzione dei colori originali (mancanza di purezza del colore).

Anche le caratteristiche elettriche dei tre cannoni devono essere uguali tra loro dato che un'eventuale disuniformità potrebbe produrre una inaccettabile « distorsione » del colore ed una imperfetta riproduzione del bianco.

A differenza della fabbricazione dei cinescopi in bianco e nero per i quali il « punto di partenza » è rappresentato dall'ampolla di vetro **completa**, la fabbricazione dei cinescopi a maschera, a causa dei processi fotochimici impiegati per depositare i fosfori, ha inizio dalla parte frontale dell'ampolla, e cioé dallo schermo del cinescopio.

Precauzioni adottate per eliminare l'annerimento del vetro dello schermo

Sarà opportuno precisare a questo punto che la composizione e le caratteristiche del vetro usato per la fabbricazione dei cinescopi a maschera differiscono sostanzialmente da quelle del vetro impiegato per la fabbricazione dei cinescopi per il bianco e nero.

Infatti, siccome i cinescopi a colori lavorano con valori elevati di EAT e di corrente dei raggi di elettroni succede che se il vetro dello schermo non viene opportunamente « trattato » esso tende ad annerirsi. Ciò è dovuto sia alla elevata accelerazione degli elettroni che, attraverso il velo di alluminio e i fosfori riescono a penetrare nello spessore del vetro dello schermo, sia alla formazione di raggi X « molli ». Questi raggi X « molli » vengono assorbiti dal vetro dello schermo ed è proprio questo assorbimento che produce in parte l'annerimento del medesimo.

Per eliminare queste due cause di annerimento del vetro dello schermo furono effettuate prove che portarono a risultati positivi. Si scoprì infatti che l'annerimento del vetro dello schermo causato dall'infiltrazione degli elettroni poteva essere evitato eliminando dai materiali che entravano nella composizione del vetro dello schermo, quegli elementi facilmente « riducibili ». L'annerimento prodotto dai raggi X poteva invece essere completamente eliminato aggiungendo al vetro dello schermo ridotte quantità di ossido di cerio.

Con l'adozione di questi due accorgimenti si riesce attualmente a produrre degli schermi che non presentano l'inconveniente sopramenzionato e di conseguenza il cinescopio potrà mantenere invariata per tutta la sua durata di vita l'iniziale valore di « trasmissione » della luce o trasparenza dello schermo. Un ulteriore adeguato assorbimento dei raggi X è assicurato dall'aggiunta di una elevata percentuale di piombo nel vetro che forma il cono del cinescopio.

Il cinescopio a maschera richiede inoltre durante la sua costruzione un accurato controllo dei valori delle tolleranze delle dimensioni dello schermo.

Allo scopo vengono aggiunte al vetro delle sostanze che lo rendono più duro in modo da escludere nella maniera più assoluta fenomeni d'incurvatura che potrebbero verificarsi durante i vari processi di fabbricazione. Tutte queste precauzioni vengono prese allo scopo di riuscire ad ottenere una perfetta sovrapposizione delle tre immagini a colori (il cosiddetto « registro delle tre immagini »).

LA MASCHERA FORATA

La maschera forata è disposta molto vicino alla superficie interna dello schermo e richiede particolare attenzione durante il montaggio. La ragione di ciò è la seguente: siccome la perfetta corrispondenza tra i raggi provenienti dai tre cannoni elettronici e i corrispondenti tre tipi di fosfori che essi devono eccitare dipende anche dalla distanza esistente tra la maschera e la faccia interna dello schermo, le tolleranze di questa distanza dovranno essere molto precise. Questa distanza è determinata:

a) dall'inclinazione dell'asse dei cannoni elettronici rispetto all'asse del cinescopio;

b) dalla distanza tra i fori della maschera;

c) dalla lunghezza del cinescopio.

Nel cinescopio A63-11X la distanza tra maschera e superficie interna dello schermo misura circa 12 mm.

Si tenga presente inoltre che durante il processo di deposizione dei fosfori, la maschera viene **tolta e rimessa** nella sua posizione molte volte, e che durante i successivi stadi di fabbricazione essa è soggetta a fenomeni di dilatazione termica del materiale di cui è fatta.

estrema precisione il perno di metallo fissato al vetro (fig. 3). Questo sistema di fissaggio permette alla maschera di trovarsi dopo i vari « togli e metti » sempre nella stessa posizione rispetto ad un punto della superficie interna dello schermo.

Ciò è di estrema importanza per le successive fasi di lavorazione in quanto ogni qualvolta che viene « fissato » un tipo di fosforo, (operazione attuata mediante un

Fig. 2 - Spaccato di un cinescopio a maschera forata. Si vedono molto distintamente i perni di ferrocromo fissati sulle pareti dello schermo. Questi perni servono per il fissaggio della maschera.

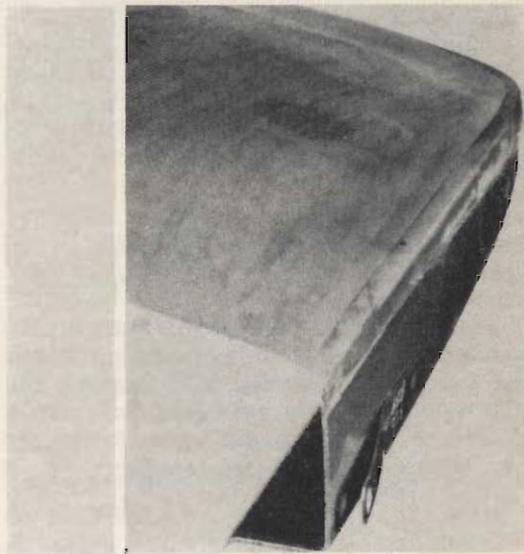



Fig. 3 - La maschera viene fissata sui perni di ferro-cromo mediante una specie di molla « a balestra » recante un foro nel quale appunto può inserirsi il suddetto perno.

Il sistema di fissaggio della maschera che si è dimostrato il più adatto a soddisfare le precedenti esigenze consiste in tre perni di ferro-cromo con diametro di 6 mm fissati, all'atto dello stampaggio dello schermo, sulla parete interna del bordo dello schermo medesimo (fig. 2). La maschera, a sua volta, è munita di una specie di « cornice ». Su questa carnice sono fissate tre molle a balestra. Ciascuna molla presenta alla sua estremità libera un foro nel quale può essere inserito con

processo fotografico nel quale la maschera fa da positivo), la maschera forata e lo schermo devono sempre trovarsi nella stessa reciproca posizione. Questa stretta unione tra maschera e schermo, giustifica l'uso corrente di chiamarli « marito e moglie ». Con questa espressione famigliare si vuole infatti sottolineare che una volta iniziata la « deposizione » di un tipo di fosforo con una data maschera, le successive deposizioni dovranno essere fatte sempre con la **stessa maschera** la quale

con il sistema di fissaggio prima descritto manterrà sempre la stessa posizione rispetto alla superficie interna dello schermo.

Caratteristiche della maschera forata

La maschera è costituita da una sottile lamiera, pressappoco della stessa grandezza dello schermo del cinescopio. Il suo spessore è 150 μm ± 6 μm. Su tutta la superficie vengono effettuati con un processo di fotoincisione dei minuscoli fori, tutti alla stessa distanza e molto vicini tra loro. Il loro numero ammonta a 440.000 (fig. 4). La distanza tra un foro e l'altro è 715 μm. Il diametro di questi fori è tale che, in normali condizioni di funzionamento, gli elettroni provenienti da un dato cannone non possono andare a colpire punti di fosforo diversi da quelli che deve colpire quel dato cannone. Per ottenere questo speciale allineamento, i fori al centro della maschera hanno un diametro maggiorato rispetto a quello dei fori che si trovano ai margini della medesima.

Per il corretto funzionamento del cinescopio, la curvatura della maschera deve in ogni punto **seguire** quella della superficie interna dello schermo.

Negli attuali cinescopi le distanze tra maschera e superficie interna dello schermo hanno valori ben determinati in ogni parte dello schermo. Per ottenere ciò, è necessario che, prima dell'assiemaggio della maschera con lo schermo, si provveda a dare alla superficie piana della maschera una leggera curvatura pressoché sferica, tale da adattarsi nella maniera più esatta alla curvatura della superficie interna dello schermo. La maschera così sagomata viene recinta da un telaio-supporto al quale vengono saldate le tre molle a balestra di cui abbiamo parlato in precedenza.

La maggior parte degli elettroni provenienti dai cannoni vanno a colpire la maschera anziché i punti di fosforo, dato che il **fattore medio di trasmissione** della maschera è solo il 15%. Questi elettroni colpendo la maschera generano calore. Per dissipare tale calore si annerisce sia le superfici della maschera che il telaio-supporto della medesima.

I « FOSFORI » DELLO SCHERMO

I tipi di fosfori usati nei primi cinescopi a maschera possedevano un tempo di persistenza abbastanza lungo. Ciò produceva nelle immagini in movimento i cosiddetti « strascichi di colore ». Attualmente esistono tipi di fosfori con persistenza breve (fosfori al solfuro di cadmio e di zinco).

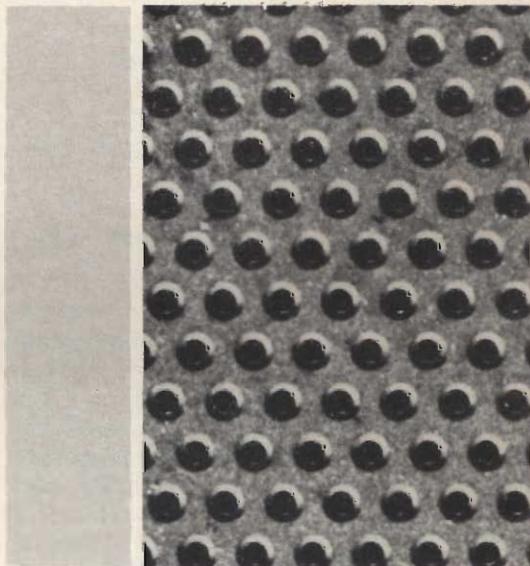



Fig. 4 - Come si presentano i fori della maschera visti dalla parte dello schermo. Nonostante il forte ingrandimento, si noti la loro estrema precisione e perfezione. Com'è noto, questi fori sono ottenuti per mezzo di processi fotochimici. La forma a « imbuto » impedisce che gli elettroni possono urtare le pareti del foro evitando in questa maniera la produzione di elettroni « secondari ».

Per il fosforo del rosso si incontrarono inizialmente delle difficoltà. Tali difficoltà furono in un primo tempo superate impiegando fosfori a persistenza corta e a base di solfuri. Questi solfuri hanno una resa superiore a quella dei fosfori a lunga persistenza. Questo è il motivo per cui gli attuali cinescopi a colori hanno una luminosità superiore a quella dei loro predecessori.

TABELLA I

Coordinate di colore della luce emessa dal cinescopio A63-11X

Colore	Materiale luminescente	Coordinate di colore nel triangolo del colore	
		x	y
Rosso	Vanadato di ittrio attivato con Europio YVO_4: **Eu**	0,650	0,320
Verde	Solfuri di zinco e cadmio attivati con argento ZnCdS: **Aq**	0,270	0,590
Blu	Solfuro di zinco attivato con argento ZnS: **Ag**	0,152	0,07C

Il miglioramento della resa luminosa dei materiali luminescenti impiegati per gli schermi dei cinescopi a maschera è oggetto di continue ricerche da parte dei nostri laboratori. Gli studi fatti in questa direzione hanno condotto all'impiego dei cosidedetti « fosfori » alle terre rare. Si è studiato inoltre attentamente il problema della riproduzione del colore rosso dato che questo colore, com'è noto, richiede da parte del rispettivo cannone elettronico un valore di corrente più elevato degli altri cannoni. Questi studi hanno portato alla scoperta di un « fosforo » rosso a base di terre rare capace di produrre un flusso luminoso notevole.

Il nuovo fosforo rosso impiegato attualmente nel cinescopio A63-11X è un vanadato di ittrio attivato con europio. La curva di distribuzione dell'energia spettrale di questo nuovo materiale luminescente del rosso presenta in corrispondenza della lunghezza d'onda del rosso desiderato un picco elevato con banda stretta.

Migliorando il rendimento dei solfuri usati per il verde e per il blu, i relativi rapporti di corrente richiesti per produrre il « bianco » rimangono invariati. Grazie all'impiego per il fosforo rosso di materiale luminescente a base di terre rare, il cinescopio A63-11X può considerarsi quanto di meglio sia stato prodotto nel campo dei cinescopi per televisione a colori.

In fig. 5 è riportato il noto triangolo del colore. I colori primari rosso, verde e blu scelti per il cinescopio A63-11X sono quelli che figurano ai vertici del triangolo. La superficie di questo triangolo comprende tutta la gamma dei colori che i materiali luminescenti impiegati per formare lo schermo del cinescopio A63-11X possono riprodurre. Che tale gamma di colori sia quanto di meglio si possa ottenere appare evidente confrontando la superficie del triangolo con quella della figura irregolare in esso compresa. La superficie più ristretta di quest'ultima figura racchiude infatti tutti i colori riproducibili mediante gli inchiostri da stampa ed le emulsioni usate per film per fotografie a colori. La gamma dei colori riproducibili sullo schermo del cinescopio a maschera A63-11X è quindi molto più estesa di quella ottenibile anche con le più moderne tecniche di stampa e di fotografia a colori.

Le triadi

L'intimo « intreccio » delle tre immagini rispettivamente rossa, verde e blu necessario affinché l'occhio possa « integrare » i tre colori primari è ottenuto nel cinescopio a maschera mediante un'ordinata disposizione dei tre puntini di fosforo rosso, verde e blu sulla superficie interna dello schermo.

Ciascuna delle tre immagini è formata da numerosissime file di puntini posti l'uno accanto all'altro. Tali puntini vengono depositati sulla superficie dello schermo in maniera da formare un mosaico di minuscoli triangoli equilateri, i vertici dei quali coincidono con il centro dei tre puntini di fosforo. La distanza tra una triade e l'altra è di 740 μm. Ciascun punto di fosforo di una triade colpita dagli elettroni emette luce di colore rispettivamente rosso, verde e blu.

Queste triadi sono tanto piccole da non poter essere individuate singolarmente da un osservatore che si trovi ad una normale distanza dallo schermo. Pertanto, ciò che l'osservatore vedrà non saranno i tre colori primari di cui sono formate le triadi ma piuttosto il colore risultante dalla loro mescolazione additiva.

Deposizione dei fosfori

La « deposizione » dei tre tipi di puntini di fosforo che dovranno ricoprire tutta la superficie interna dello schermo del cinescopio si effettua prima di saldare lo schermo al cono.

I tre tipi di fosforo vengono « fissati » sullo schermo in questo ordine. Per primo viene depositato il fosforo verde. Seguono nell'ordine il fosforo blu e il fosforo rosso. La tecnica di « fissaggio » è essenzialmente uguale per tutti tre i tipi. In questi processi, la maschera forata svolge un compito essenziale. Essa, cioé, rappresenta il « positivo » attraverso il quale il materiale fotosensibile depositato sullo schermo subisce l'esposizione dei raggi ultravioletti. La deposizione dei fosfori viene effettuata in locali speciali privi di pulviscolo. Anche le più piccole particelle di corpi estranei potrebbero infatti causare delle imperfezioni nella « geometria » dei puntini di fosforo o addirittura l'« avvelenamento » dei fosfori medesimi. Data la sensibilità dei fosfori alla luce, l'illuminazione di questi locali dovrà essere fatta con lampade non attiniche.

Deposizione del fosforo verde

Sulla faccia interna dello schermo viene versata una miscela liquida contenente il materiale luminescente del verde al quale è stata aggiunta una sostanza sensibile alla luce.

Lo schermo viene fissato su un tavolo girevole. Le cose sono disposte in maniera tale per cui lo schermo mentre ruota è soggetto contemporaneamente anche ad un movimento ondulatorio.

L'azione combinata e continua di questi due moti fa si che il materiale in precedenza versato si depositi sulla faccia interna dello schermo sotto forma di uno strato uniforme molto sottile. Questo strato viene « seccato » mediante esposizione della faccia interna dello schermo alle radiazioni di lampade a raggi infrarossi.

A questo punto viene fissata sullo schermo, di fronte allo strato depositato, la maschera forata e il tutto viene posto in un abitacolo appositamente costruito nel quale lo strato di fosforo viene esposto, attraverso i fori della maschera, ad una sorgente di raggi ultravioletti.

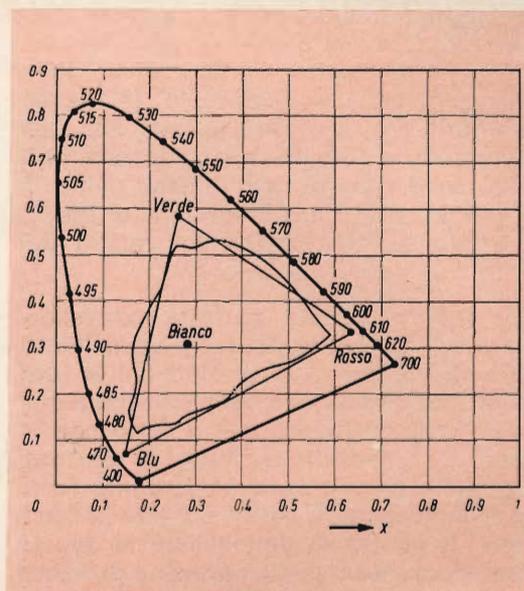



Fig. 5 - Triangolo del colore. Lungo **la linea a ferro di cavallo** sono riportate le lunghezze d'onda dei colori dello spettro solare. **Sulla retta di chiusura in basso** si trovano le varie sfumature dei colori porpora o magenta. Questo colore non compare tra quelli dello spettro solare. All'interno della superficie del triangolo RVB si trovano tutti i colori ottenibili per mescolazione « additiva » dei colori emessi dai « fosfori » depositati sullo schermo del cinescopio A63-11X. All'interno della superficie delimitata dalla linea irregolare si trovano tutti i colori realizzabili per mescolazione « sottrattiva » con le normali tecniche di riproduzione dei colori mediante stampa e fotografia.

I raggi ultravioletti, attraversato ciascun foro della maschera, andranno a colpire lo strato fotosensibile.

Sulla superficie dello schermo si potranno allora vedere tanti puntini di luce quanti appunto sono i fori della maschera. Il materiale fotosensibile mescolato al fosforo, sotto l'influenza dei raggi ultravioletti, si **fisserà** sulla superficie dello schermo. In definitiva rimarrà « attaccato » al vetro, sotto forma di puntino, solo la porzione di strato illuminata dalla luce ultravioletta.

La posizione della sorgente dei raggi ul-

travioletti è molto critica. I raggi di elettroni del cannone del verde dovranno infatti « ripercorrere » durante il normale funzionamento del cinescopio, le stesse traiettorie dei raggi ultravioletti. Per questo motivo, la sorgente a raggi ultravioletti dovrà essere posta nello stesso punto in cui verrà a trovarsi, a cinescopio ultimato, il centro di deflessione del raggio del verde.

In pratica questa perfetta corrispondenza tra traiettorie dei raggi ultravioletti e traiettorie dei raggi di elettroni **in tutti i punti della superficie della maschera** non è facile da realizzare per il fatto che in pratica le traiettorie dei raggi di elettroni non hanno origine da un unico punto (centro di deflessione). Infatti durante la scansione, il centro di deflessione si sposta contemporaneamente in avanti e di fianco rispetto all'asse del cinescopio. Per compensare questo « slittamento » del centro di deflessione durante la scansione, si inserisce tra la sorgente luminosa e la maschera un sistema di lenti che « distorce » le traiettorie dei raggi ultravioletti in maniera da far assumere ad esse un andamento identico a quello che seguiranno i raggi di elettroni durante la normale deflessione. Anche in questo caso, la perfetta corrispondenza si ottiene solo se il sistema di lenti è accuratamente calcolato e posto nella giusta posizione. In questo sistema di lenti è incluso inoltre anche un filtro neutro che fa si che si abbia un'esposizione uniforme su tutta la superficie dello schermo.

Effettuata l'esposizione del fosforo verde, si toglie dall'abitacolo lo schermo con la relativa maschera. Successivamente, rimossa la maschera dallo schermo si versa sulla superficie precedentemente esposta dell'acqua allo scopo di eliminare il fosforo non colpito dalla radiazione ultravioletta e quindi non fissato sulla superficie. A lavaggio ultimato rimarranno sulla faccia interna dello schermo solo tanti puntini di fosforo verde uniformemente ordinati.

Deposizione dei fosfori blu e rosso

Controllata l'avvenuta deposizione del fosforo verde, si procede alla deposizione del fosforo blu seguendo lo stesso procedimento. Per l'« esposizione » del fosforo blu viene impiegato un differente abitacolo. Qui la sorgente dei raggi ultravioletti è posta in una posizione per cui i raggi ultravioletti attraversano i fori della maschera seguendo le stesse traiettorie che, nel cinescopio finito, seguirà il raggio di elettroni proveniente dal cannone del blu.

Per la deposizione del fosforo rosso si usa un terzo abitacolo. In esso, la sorgente dei raggi ultravioletti è posta in una posizione differente dalla precedente in maniera che la sua luce attraversi i fori della maschera seguendo la stessa direzione che avrà il raggio di elettroni emesso dal cannone del rosso durante il normale funzionamento del cinescopio. Dopo ognuna di queste esposizioni, il fosforo non « fissato » viene asportato mediante lavaggio.

La superficie dello schermo completa dei puntini dei vari tipi di fosforo, prima di essere ricoperta dal « velo » di alluminio, viene controllata al microscopio. Il « substrato » di questo velo di alluminio è costituito da una lacca speciale che ricopre tutta la superficie dello schermo. Naturalmente, prima di questa operazione, i fosfori dovranno essere opportunamente «bagnati» per impedire che la lacca penetri tra i « grani » del materiale luminescente.

Essicata la lacca ed eliminata qualsiasi traccia di umidità, si applica lo schermo ad un cono di metallo all'interno del quale si produce un vuoto spinto. Dentro al cono si effettua successivamente la vaporizzazione dell'alluminio le cui particelle andranno a depositarsi su tutta la superficie interna dello schermo formando quel « velo » di cui abbiamo parlato prima. Eseguita l'alluminatura, lo schermo viene « cotto » in modo da eliminare sia il materiale fotosensibile che è servito per depositare i fosfori, sia la lacca che è servita ad effettuare l'alluminatura.

Le rimanenti operazioni riguardano; 1) la saldatura dello schermo con la sua maschera al cono; 2) la posizionatura dei tre cannoni elettronici e il loro fissaggio all'interno del collo del cinescopio; 3) la produzione del vuoto e la « sigillatura » del cinescopio completo; 4) la stagionatura e il collaudo.

Nessuna di queste operazioni finali differisce fondalmentalmente dalle analoghe impiegate per la costruzione dei cinescopi per il bianco e nero. Potranno esserci se mai delle differenze in alcuni particolari che illustreremo qui di seguito.

La saldatura dello schermo al cono

La normale saldatura ad alta temperatura dello schermo al cono così come viene fatta nei cinescopi in bianco e nero non è fattibile nei cinescopi per televisione a colori per il fatto che i fosfori depositati sullo schermo e la stessa maschera forata verrebbero danneggiati irrimediabilmente dal calore. Queste parti dovranno quindi essere saldate a bassa temperatura (440 °C). Prima di effettuare questa saldatura si rettifica mediante molatura sia il bordo del cono che il bordo dello schermo. Successivamente, il cono viene fissato in posizione verticale su una dima mentre il bordo viene ricoperto con collante formato da una « sospensione » di vetro e polvere di piombo. Si fanno combaciare i bordi rispettivamente del cono e dello schermo e l'insieme viene posto successivamente in un forno dove avviene la saldatura. Il corretto posizionamento di una parte rispetto all'altra è assicurato durante la saldatura da un'apposita dima. Durante la saldatura, il collante viene eliminato dal calore ottenendosi una saldatura vetro-vetro estremamente resistente e a tenuta perfetta.

I CANNONI ELETTRONICI

Per ciascuno dei tre segnali dei colori primari applicati al cinescopio a maschera si richiede un cannone elettronico separato (fig. 6). Nel cinescopio a maschera anziché impiegare il tipo di cannone elettronico a « lente unipotenziale » usato correntemente nei cinescopi in bianco e nero, viene usato il cannone a « lente acceleratrice ». La ragione di ciò sta nel fatto che, se si considera lo spazio relativamente limitato disponibile per i tre cannoni (il diametro del collo misura appena 36,5 mm), il cannone a « lente acceleratrice » è l'unico che dia i migliori risultati per ciò che riguarda sia il diametro del raggio di elettroni sia il diametro del punto luminoso sullo schermo. Inoltre, siccome

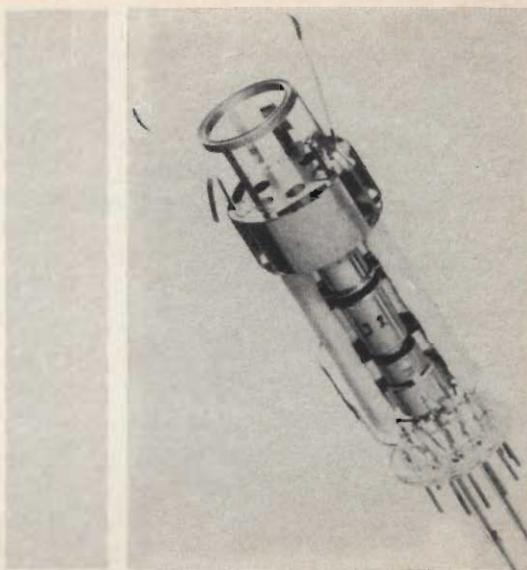



Fig. 6 - Sistema elettrodico di un cinescopio a maschera forata. Nella parte superiore si nota il cerchio del getter nella cui incavatura vengono depositati i materiali che, vaporizzati, completeranno la vuotatura del cinescopio. Si vedono inoltre le « bocche » dei tre cannoni elettronici.

nei cinescopi a maschera vengono impiegati valori di EAT superiori a quelli usati nei cinescopi in bianco e nero, l'isolamento tra gli elettrodi diventa più critico. Sotto questo punto di vista il cannone a « lente acceleratrice » dà le maggiori garanzie avendo tra i due elettrodi che formano la lente focalizzatrice primaria una ridotta differenza di tensione in quanto sull'elettrodo del fuoco si trova già una tensione di circa 5 kV.

I tre cannoni vengono supportati mediante tre bastoncini di vetro e disposti in circolo a 120° l'uno dall'altro. Essi vengono inoltre leggermente inclinati in modo che i loro assi incontrino l'asse centrale del cinescopio in un punto giacente, nel cinescopio finito, sul piano della maschera forata. Sulla parte terminale di ciascun cannone vengono poste delle **espansioni polari** in corrispondenza di ciascuna delle quali, sull'esterno del collo, verranno sistemati i poli magnetici di un nucleo il

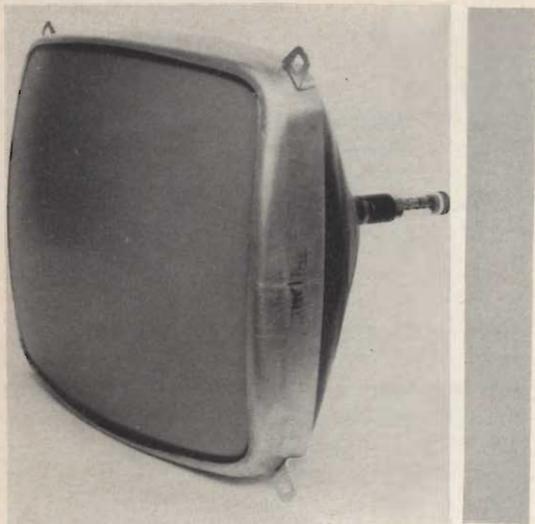



Fig. 7 - Cinescopio a maschera forata per televisione a colori A63-11X.

cui flusso magnetico può essere variato e di conseguenza può spostare radialmente i tre raggi di elettroni.

I tre cannoni così posizionati vengono fissati nel collo del cinescopio con la stessa tecnica usata per fissare l'unico cannone elettronico dei cinescopi in bianco e nero. Il fondello che supporta i cannoni viene infatti infilato nel collo del cinescopio e il tutto viene posto in una dima ruotante dove la saldatura del fondello al collo viene effettuata mediante una batteria di fiamme a gas. Ovviamente, nel cinescopio a colori, la stessa operazione dovrà essere fatta con maggiore precisione allo scopo di impedire il disallineamento tra l'asse di ciascun cannone e l'asse del cinescopio. Il corretto allineamento è essenziale ai fini di una fedele riproduzione dei colori (purezza di colore).

PRODUZIONE DEL VUOTO E CHIUSURA

La produzione del vuoto avviene nel cinescopio a maschera mediante un processo molto più lungo di quello impiegato nei cinescopi in bianco e nero. Infatti, per impedire che nel vetro di maggiore spessore di cui è fatto il cinescopio a colori si verifichino eccessive dilatazioni causate dal calore vengono impiegati gradienti di temperatura con valore più ridotto. D'altra parte per espellere l'aria occlusa nella superficie della maschera si richiedono valori di temperatura di degassamento molto elevati. Queste operazioni sono, comunque, in linea di massima, uguali a quelle impiegate nei cinescopi monocromatici.

Ogni cinescopio viene infatti montato su un carrellino sul quale è installata una pompa per il vuoto e il tutto viene inoltrato nel forno di degassamento. Durante il pompaggio dell'aria, il materiale di rivestimento del catodo viene « attivato » nella solita maniera, e cioé, portando il filamento ad una temperatura tale che consenta ai carbonati di scomporsi in ossidi. Dopo la chiusura del gambo di svuotamento (stem), si provvede ad « incendiare » il materiale del « getter » impiegando lo stesso procedimento usato per i cinescopi in bianco e nero.

Dopo queste operazioni i cinescopi vengono mantenuti per un certo periodo di tempo con i filamenti accesi allo scopo di « attivare » completamente, mediante riduzione degli ossidi, il rivestimento emissivo del catodo. Il cinescopio così ultimato viene munito della fascia metallica « anti-implosione » caratteristica dei cinescopi « autoprotetti » la quale, com'è noto, consente di fare a meno del vetro di protezione del televisore permettendo la cosiddetta « visione diretta » dell'immagine.

COLLAUDO

Per i cinescopi a maschera si richiede una serie di controlli molto più accurati di quelli impiegati nei cinescopi in bianco e nero. I principali sono: 1) misura della tensione di estinzione del punto luminoso; 2) misura dell'emissione dei catodi; 3) misura della « pressione » interna; 4) controllo della luminosità e delle coordinate dei colori; 5) controllo della purezza dei colori e dell'uniformità del reticolo bianco.

L. Cascianini

Reparto Docum.zioni Tecniche della Philips S.p.A.

PERCHÈ SI DEVE SMAGNETIZZARE IL CINESCOPIO PER TELEVISIONE A COLORI?

PARTE I

I campi magnetici esterni (sia quello terrestre sia quelli prodotti nelle vicinanze del televisore) possono far deviare nei cinescopi a maschera, i raggi di elettroni dalle traiettorie stabilite e causare fenomeni di impurezza di colore. Si rende quindi necessario l'impiego di uno schermo magnetico. Tale schermo e tutti gli altri componenti ferromagnetici del cinescopio devono essere però completamente smagnetizzati. Per evitare quindi che ogni qualvolta il cliente sposta il televisore a colori, debba poi chiamare il tecnico che ripristini le primitive condizioni di funzionamento, si dovrà studiare un sistema mediante il quale la smagnetizzazione del cinescopio possa essere effettuata « automaticamente » ogni qualvolta le circostanze lo richiedono. In questa serie di articoli si esamineranno le caratteristiche che dovrà possedere un siffatto sistema ed infine si suggeriranno alcuni circuiti pratici.

Il cinescopio a maschera forata per televisione a colori è molto sensibile ai campi magnetici esterni. Questi campi magnetici possono infatti modificare le direzioni delle traiettorie dei tre raggi di elettroni ed impedire quindi che ciascun raggio vada a « centrare » il rispettivo punto di fosforo (fig. 1).

Questi errori di « atterraggio » dei raggi, quando cominciano ad avere un certo valore possono produrre una degradazione sia della purezza dei tre colori primari sia della uniformità della riproduzione del bianco (fig. 2). Il campo magnetico **esterno** più importante sotto questo punto di vista è il campo magnetico terrestre. Altre sorgenti di campi magnetici esterni possono essere alcuni tipi di elettrodomestici (aspirapolvere e lucidatrici) e di giocattoli elettrici. In alcuni casi la sorgente del campo magnetico disturbatore può essere localizzata all'interno del ricevitore medesimo.

Il cinescopio a maschera dovrà pertanto essere munito di **uno schermo magnetico.** Tale schermo, come pure tutti i componenti ferro-magnetici facenti parte dello stesso cinescopio dovranno a loro volta essere adeguatamente **smagnetizzati e mantenuti come tali nel tempo.**

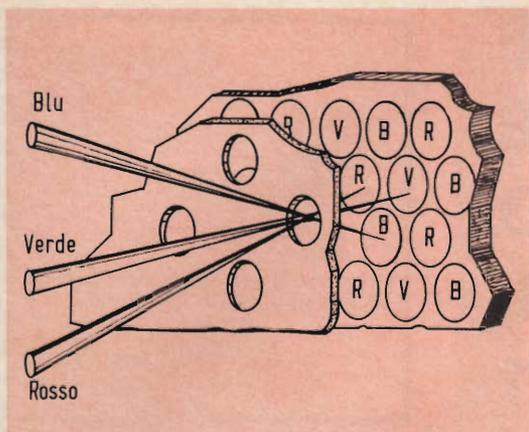



Fig. 1 - Principio di funzionamento del cinescopio a maschera. Tre cannoni posti a 120° l'uno dall'altro e leggermente inclinati verso l'asse del cinescopio, concentrano i loro raggi di elettroni in maniera tale che il loro punto comune di intersezione si trovi sempre sul piano della maschera. Se si realizza questa condizione (mediante i circuiti di convergenza statica e dinamica) ogni cannone andrà a colpire il suo fosforo **in tutte** le parti dello schermo.

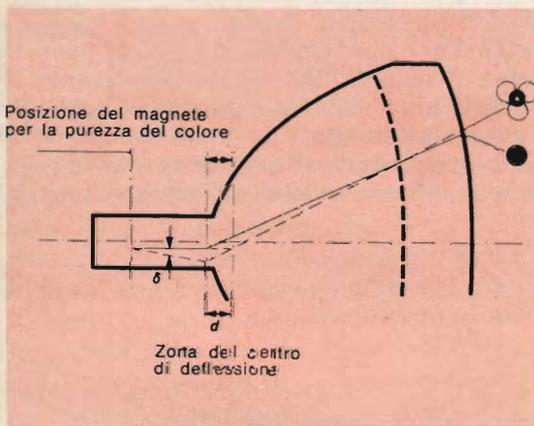



Fig. 2 - Quando i raggi di elettroni, sotto l'influsso di campi magnetici esterni, non seguono più le traiettorie fissate dai raggi ultravioletti all'atto della formazione dello schermo in sede di fabbricazione del cinescopio, il raggio del cannone del rosso, per esempio, non andrà più a colpire il puntino di fosforo rosso, ma come indicato in figura, colpirà anche una parte dei puntini degli altri colori. Si produce allora quella che normalmente si chiama « impurezza dei colori ». Questo inconveniente può essere eliminato fino ad un certo punto mediante i **magneti per la purezza dei colori** (δ) e mediante **spostamento dell'unità di deflessione** (d).

Le condizioni magnetiche del cinescopio possono essere variate anche nel caso in cui il televisore venga rimosso dalla posizione in cui inizialmente era stato installato oppure nel caso in cui le suddette sorgenti di campi magnetici esterni vengano spostate rispetto alla posizione che avevano al momento della messa a punto del televisore in sede di installazione del medesimo. Tutti questi spostamenti possono introdurre **fenomeni di magnetizzazione del cinescopio** e quindi necessità di un'ulteriore smagnetizzazione del medesimo.

Per consentire all'utente di poter spostare il televisore o le altre apparecchiature generatrici di campi magnetici situate in vicinanza del televisore senza che esso sia costretto a chiedere, di volta in volta, l'intervento del tecnico bisognerà che lo stesso utente sia posto in condizione di poter ristabilire **da se** le condizioni di funzionamento iniziali del cinescopio. Questa esigenza potrà essere soddisfatta incorporando nel televisore medesimo un **dispositivo di smagnetizzazione automatica.** Il dispositivo dovrà essere automatico nel senso che l'utente non dovrà compiere nessuna operazione e tanto meno rendersi conto di questo problema.

INFLUENZA DEI CAMPI MAGNETICI

Come già accennato in precedenza, la presenza di campi magnetici all'esterno del cinescopio può produrre una deviazione dei raggi di elettroni rispetto alle traiettorie stabilite; di conseguenza, tali raggi non « centreranno » più sullo schermo i rispettivi punti di fosforo e quindi non avremo più la primitiva purezza dei colori (1).

Questo indesiderato effetto può essere facilmente compreso se si considera che in questo caso « la corsa » dei raggi durante la deflessione non coincide più con le traiettorie dei raggi di luce ultravioletta

(1) Ovviamente, la perfetta purezza « di colore » si ha quando ciascun raggio di elettroni « fa centro » sul rispettivo fosforo, e questa condizione si realizza quando la traiettoria del raggio elettronico coincide con quella del raggio luminoso.

usati per depositare i rispettivi punti di fosforo in sede di fabbricazione del cinescopio. In questo caso infatti, i centri di deflessione dei tre raggi di elettroni non coincidono più con le posizioni assegnate alle sorgenti di luce ultravioletta al momento della deposizione dei punti di fosforo. Più semplicemente possiamo dire che **l'angolo d'incidenza** che ciascuno dei tre raggi forma con la superficie della maschera forata differisce ora dall'angolo che consente di ottenere una perfetta purezza di ciascun colore (fig. 3).

La correzione di questo angolo di incidenza (chiamato anche angolo di atterraggio del raggio) può essere effettuata sia spostando la sorgente di luce ultravioletta in sede di fabbricazione del cinescopio sia regolando opportunamente i magneti per la purezza del colore in sede di messa a punto del televisore al momento del collaudo. Questo sistema di correzione non è però più efficace quando tra la zona centrale e quella periferica dello schermo del cinescopio le differenze nell'angolo di atterraggio del raggio sono notevoli. Di qui la necessità di porre uno schermo magnetico intorno al cono del cinescopio per impedire che le traiettorie dei raggi di elettroni possano subire delle deviazioni dalle posizioni originali.

La schermatura del cinescopio contro i campi magnetici le cui linee di forza sono **ad angolo retto rispetto** al suo asse longitudinale può essere facilmente ottenuta mediante un **cono fatto di materiale magnetico dolce.** Non altrettanto facile è la schermatura del cinescopio nei riguardi

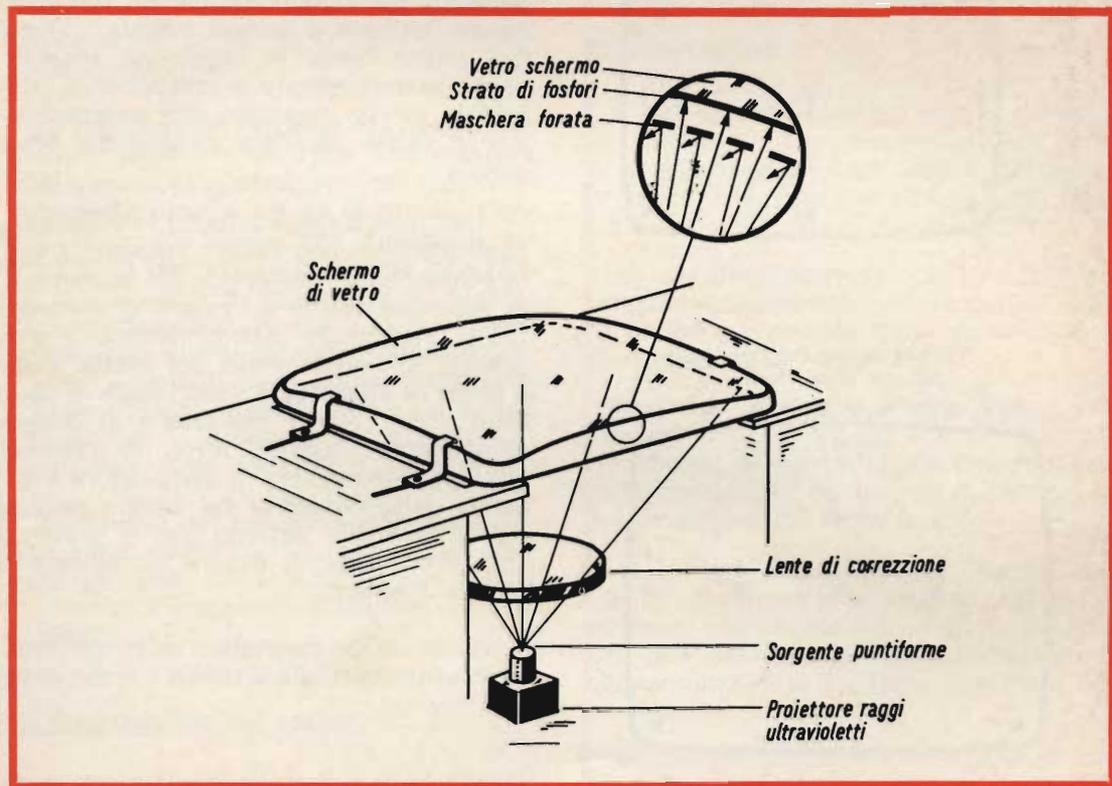



Fig. 3 - Come vengono depositati i fosfori sullo schermo del cinescopio a maschera. Una sorgente di raggi ultravioletti puntiforme proietta la sua luce sulla maschera precedentemente applicata allo schermo del cinescopio. Questi raggi, passano per i fori della maschera e vanno a colpire lo strato di fosforo depositato in precedenza sullo schermo. Dove « batte » la luce il fosforo si fissa al vetro. Conclusione: sulla superficie dello schermo avremo tanti puntini di fosforo quanti sono appunto i fori della maschera. Il centro di deflessione nel cinescopio ultimato dovrà trovarsi esattamente nella posizione occupata dalla sorgente puntiforme di luce ultravioletta. Solo se si verifica questa condizione si ha purezza di colore.

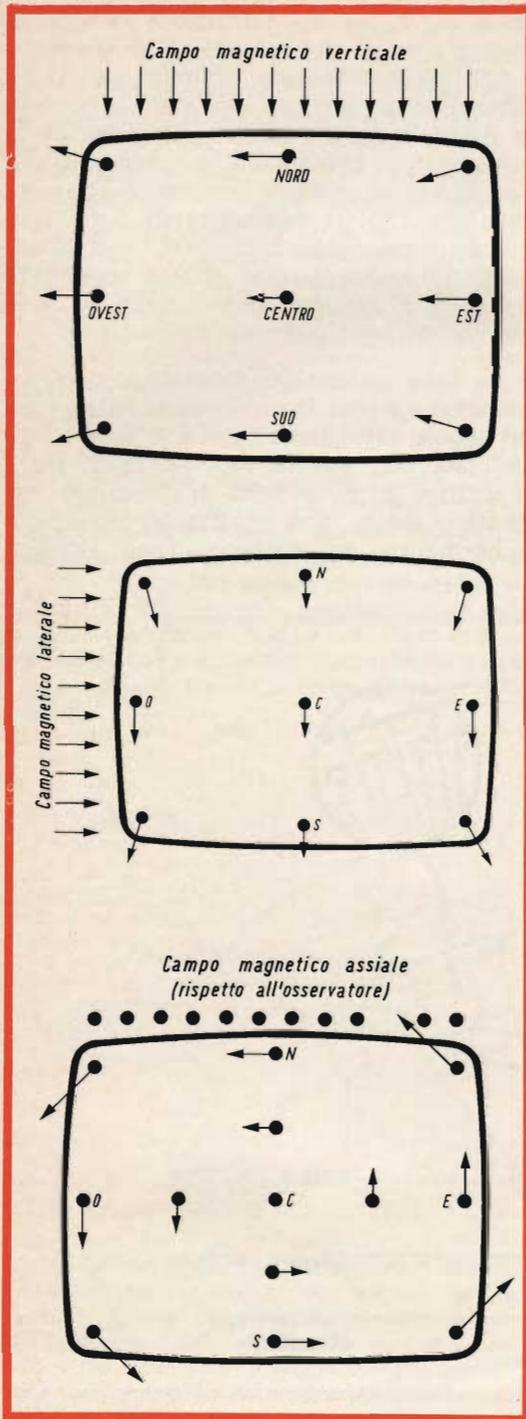



Fig. 4 - « Errori di atterraggio » del raggio di elettroni, dovuti alle tre componenti del campo magnetico terrestre. a) componente verticale; b) componente laterale; c) componente assiale. Le indicazioni dei punti cardinali si riferiscono alla faccia del tubo e non all'orientamento geografico.

dei campi magnetici le cui linee di forza risultano **parallele** all'asse longitudinale: non è concepibile infatti porre uno schermo metallico di fronte allo schermo del cinescopio!! Per fortuna la maschera forata, fatta anch'essa di materiale magnetico dolce, già di per se effettua un'azione schermante nei confronti dei campi magnetici diretti nel senso dell'asse longitudinale del cinescopio.

INFLUENZA DEL MAGNETISMO TERRESTRE

Il magnetismo terrestre che agisce sul cinescopio può essere ripartito in tre componenti aventi le rispettive direzioni perpendicolari l'una rispetto all'altra. Le direzioni di queste tre componenti del campo magnetico terrestre possono essere chiamate per semplicità: **campo verticale, campo laterale e campo assiale.** Questi due ultimi campi si ottengono scomponendo vettorialmente la componente orizzontale in due direzioni, una perpendicolare e l'altra parallela all'asse del cinescopio.

In un tubo a raggi catodici la traiettoria degli elettroni può essere influenzata dalla componente trasversale del campo magnetico che agisce sul raggio di elettroni 2). In particolare, nel cinescopio a maschera, **lo spostamento del raster e gli « errori di atterraggio » del raggio di elettroni** sono causati dall'azione di questa componente. Questi « errori di atterraggio » possono essere di varia natura a seconda della direzione del campo magnetico trasversale esterno che li provoca. Tali errori possono essere classificati in questa maniera:

a) Un campo magnetico uniforme diretto in senso vertilale produce « errori di at-

(2) Ciò risulta evidente applicando la nota **regola delle tre dita** mediante la quale conoscendo la direzione di una data corrente e del campo magnetico che agisce su di essa, si può immediatamente conoscere la direzione dello spostamento che tale campo magnetico produrrà sul conduttore percorso da quella corrente (nel nostro caso, il conduttore percorso dalla corrente è, ovviamente, il raggio di elettroni).

terraggio » del raggio diretti per lo più **in senso laterale**; ciò è indicato in fig. 4a. L'entità, ed in una certa misura, la direzione di queste deviazioni del raggio variano da un punto all'altro della superficie dello schermo e dipendono principalmente dalla « geometria » del cinescopio.

b) Un campo magnetico uniforme diretto in senso laterale produce « errori di atterraggio » del raggio diretti per lo più **in senso verticale** (figura 4b). Anche in questo caso, l'entità di questo spostamento dipenderà dalla « geometria » del cinescopio.

c) Un campo magnetico uniforme diretto in senso **assiale** produce « errori di atterraggio » del raggio di natura rotazionale (fig. 4c). L'entità di questi errori in un dato punto della superficie dello schermo dipenderà dal valore che l'angolo di deflessione del raggio ha in quel dato punto dello schermo.

La componente **verticale** del campo magnetico terrestre produce **nell'emisfero nord** « errori di atterraggio » del raggio diretti **sempre** nella stessa direzione. **L'entità** di questa deviazione dipenderà invece dalla particolare posizione geografica in cui verrà a trovarsi il televisore. Nell'emisfero sud, questi « errori » sono ovviamente diretti in senso opposto. Gli « errori » causati dalla componente **orizzontale** possono invece variare sia in ampiezza che in direzione a seconda del luogo dove viene installato il televisore.

L'influenza del campo magnetico terrestre sulle traiettorie dei tre raggi di elettroni produce nei cinescopi non muniti di schermo magnetico i seguenti inconvenienti:

1) Spostamento del raster

Lo spostamento del raster prodotto dall'azione delle componenti verticali e laterali del campo magnetico terrestre può essere compensato con i « dispositivi » di centratura del raster di cui è munito il ricevitore. Lo spostamento del raster in senso rotazionale prodotto dalla componente assiale del campo magnetico non può invece essere corretto tanto semplicemente.

2) Errori di « atterraggio del raggio »

Sebbene per correggere questi « errori di atterraggio » al centro dello schermo, possano essere usati i magneti per la correzione della purezza del colore, ciò nonostante non è possibile ottenere una perfetta « ricopertura » tra raggi di elettroni e punti di fosforo (registro) in tutte le zone dello schermo a causa delle notevoli differenze esistenti tra gli « errori di atterraggio » del raggio che si verificano nelle zone centrali e quelli delle zone periferiche dello schermo. Ciò produce un peggioramento della purezza di ciascun colore primario ed una mancanza di uniformità nella riproduzione del bianco.

3) Altri effetti

L'impiego dei magneti per la purezza del colore per compensare questi « errori di atterraggio » crea inoltre dei nuovi problemi che possono essere così riassunti:

a) Le dimensioni del punto luminoso tendono ad aumentare e ciò può produrre un peggioramento della **caratteristica di risoluzione** del cinescopio.

b) Viene prodotto un ulteriore spostamento del raster (nella stessa direzione riscontrata al punto 1). Si dovrà quindi richiedere di più dai circuiti di centratura dell'immagine del ricevitore.

c) I raggi di elettroni all'interno dell'unità di deflessione possono assumere posizioni che oltrepassano i limiti stabiliti. Ciò può influire sulle caratteristiche di convergenza e di « effetto cuscino » del cinescopio.

Gli inconvenienti sopramenzionati dimostrano pertanto che per un buon funzionamento di un cinescopio con schermo rettangolare è necessario ridurre al minimo gli « errori di atterraggio » dei raggi prodotti dai campi magnetici estranei. Ciò potrà essere ottenuto munendo il cinescopio di un adeguato schermo magnetico nella maniera che più sotto esporremo.

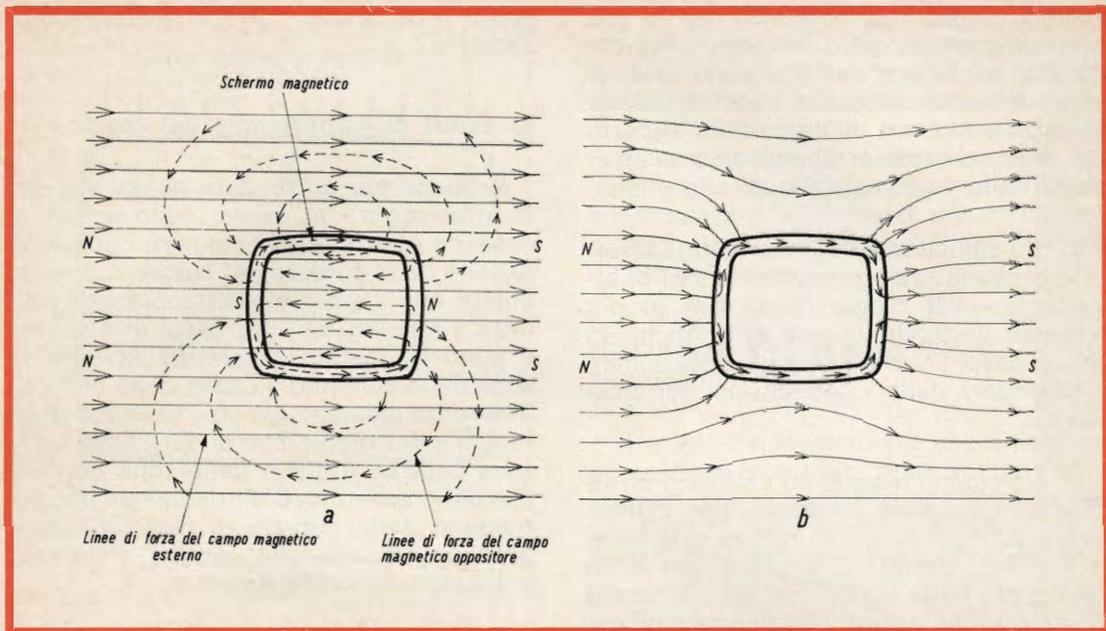



Fig. 5 - Tubo di materiale ferromagnetico di sezione pressoché rettangolare immerso in un campo magnetico. L'asse dello schermo è perpendicolare alla direzione delle linee di forza del campo magnetico esterno. a) I campi magnetici hanno all'interno dello schermo direzioni opposte; b) effetto prodotto dalla schermatura magnetica.

PRINCIPI FONDAMENTALI SU CUI SONO BASATE LA SCHERMATURA E LA SMAGNETIZZAZIONE DI UN CINESCOPIO A MASCHERA FORATA

Illustreremo brevemente i principi generali sui quali è basata la schermatura magnetica dei cinescopi per televisione a colori. Ci si riferisce innanzitutto alle figg. 5a e b. Nella fig. 5a, un cilindro di materiale ferromganetico, di sezione pressochè rettangolare, viene posto in un campo magnetico uniforme (linee a tratto continuo). Ciò che si desidera è che **lo spazio all'interno del cilindro** risulti schermato rispetto al campo magnetico in cui esso è stato posto.

Il campo magnetico esterno fa in questo caso da **campo magnetizzante,** e pertanto tende a riallineare i « magnetini elementari » (dominî) del cilindro; ciò fa sì che all'interno del cilindro venga indotto un campo magnetico (linea a tratti) che tende **ad opporsi** al primitivo campo magnetizzante (campo magnetico esterno). Se l'intensità del campo magnetico esterno e quella del campo oppositore sono uguali, lo spazio all'interno del cilindro risulterà completamente schermato come è appunto indicato in fig. 5 b.

Ciò si verificherebbe nel caso in cui avessimo impiegato uno schermo fatto con materiale magnetico **ad elevata permeabilità.** Ma tali materiali, per ragioni economiche, non possono essere impiegati per la schermatura dei cinescopi a maschera forata.

Una soluzione pratica di questo problema si può ottenere impiegando uno schermo magnetico fatto di acciaio laminato a freddo (materiale magnetico dolce a bassa permeabilità) in combinazione con una « azione » smagnetizzante.

Normalmente, l'effetto schermante offerto dall'acciaio è piuttosto irrilevante in quanto solo un esiguo numero di « magnetini elementari » (dominî) riesce ad allinearsi sotto l'influenza del campo magnetizzante esterno. L'intensità del campo magnetico oppositore indotto risulterà quindi decisamente inferiore a quella del

campo magnetizzante esterno, e conseguentemente quest'ultimo non potrà essere annullato all'interno del cilindro. Ma se introduciamo un'**azione smagnetizzante** mediante la quale si possa accoppiare allo schermo magnetico un campo magnetico inizialmente intenso mai poi decrescente nel tempo, riusciremo a riallineare **quasi tutti** i « magnetini elementari » dello schermo magnetico e otterremo un campo magnetico indotto che **ora** potrà opporsi efficacemente al primitivo campo magnetizzante esterno. L'intenso campo magnetico oppositore ottenuto in questa maniera sarà in grado di annullare completamente all'interno del cilindro schermante il campo magnetizzante primitivo e rendere in questa maniera veramente efficace l'azione dello schermo magnetico.

L'operazione di smagnetizzazione rappresenta un tipico esempio d'impiego della cosiddetta «curva caratteristica ideale» di magnetizzazione dei materiali magnetici (fig. 6). Per magnetizzazione ideale si intende la magnetizzazione B che rimane nel materiale dopo aver applicato ad esso un campo magnetico di intensità costante H^* al quale venga sovrapposto un altro campo magnetico variabile in continuità tra $+\Delta H$ e $-\Delta H$, avente quest'ultimo un'intensità tale da portare il materiale in saturazione in entrambi le direzioni, ed infine riducendo l'ampiezza di ΔH gradualmente a zero (operazione di smagnetizzazione). Per valori ridotti di intensità del campo magnetico H^* (per esempio come quelli del campo magnete terrestre), la magnetizzazione B_2^*, che rimane nel cilindro schermante dopo che è stata eseguita l'operazione di smagnetizzazione, risulta decisamente superiore alla magnetizzazione B_1^*, che si ha quando ancora non è stata eseguita l'operazione di smagnetizzazione.

Dopo l'operazione di smagnetizzazione, il campo magnetico oppositore risulterà quindi molto più intenso (magnetizzazione B_2^*). Ciò vuol dire che seguendo questa strada si può effettivamente ottenere una vera e propria azione schermante.

La smagnetizzazione può essere effettuata successivamente per differenti valori di intensità del campo magnetico H^*. Questi diversi valori di induzione magnetica B_2^*, riportati graficamente in funzione dei valori della forza magnetizzante H^*, daranno una curva di magnetizzazione

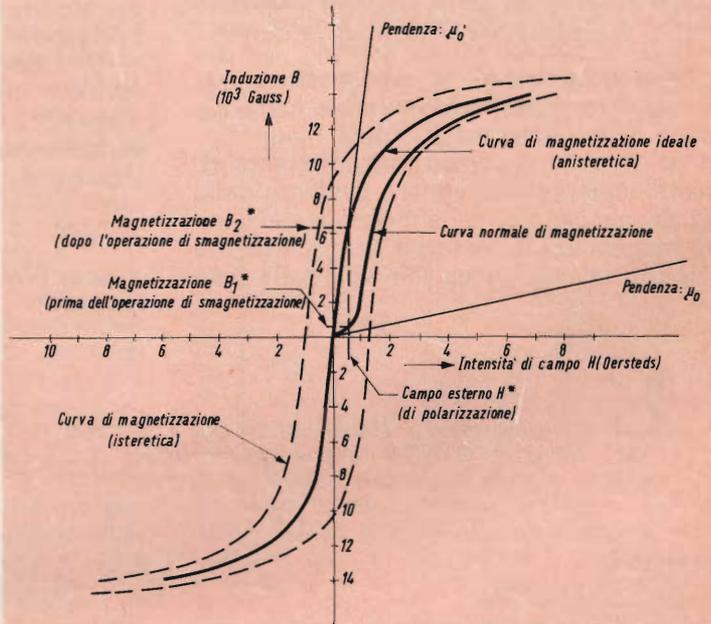



Fig. 6 - Curve caratteristiche di magnetizzazione di un materiale magnetico dolce. Su queste curve è basato il principio della smagnetizzazione del cinescopio a colori.

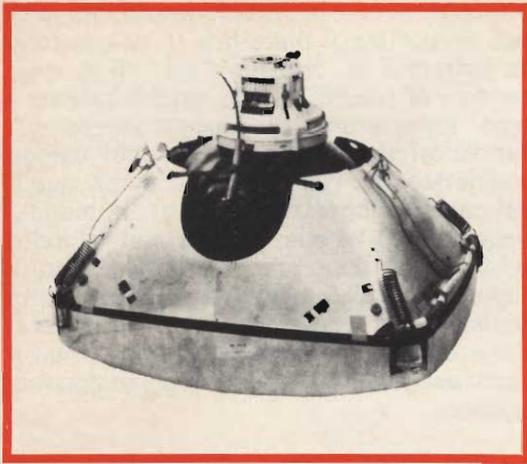



Fig. 7 - Come si presenta un cinescopio schermato. (La fotografia riporta un cinescopio di scarto mancante di collo al posto del quale è stata posta l'unità di deflessione. Per il nostro scopo ciò non ha alcun interesse).

Fig. 8 - Interno dello schermo magnetico per ur cinescopio per TVC. Si notino le bobine nelle qual circolerà la corrente di smagnetizzazione.

ideale detta anche curva anisteretica, il cui andamento caratteristico corrisponde a quello indicato in figura 6. La « permeabilità ideale » (e cioè il rapporto tra il valore di B_2^* così ottenuto e la corrispondente intensità del campo magnetizzante H^*) per piccoli valori dell'intensità del campo magnetizzante H^* ($H^* \approx 0$), ha un valore massimo elevato (μ_o') pressapoco dello stesso ordine di grandezza del massimo valore di dB/dH per il ciclo di isteresi.

Questo sistema di smagnetizzazione presenta, questo inconveniente: la condizione di migliore schermatura magnetica si ha solo se il campo magnetizzante rimane costante. Ciò appare evidente dalla fig. 5a, nel caso in cui la direzione del campo magnetizzante esterno venga invertita rispetto alla direzione indicata nella figura. Il campo magnetico oppositore (linee tratteggiate) rimane praticamente invariato nel caso in cui la magnetizzaizone B_2^* vari di poco. All'interno del cilindro schermante, le linee di forza del (nuovo) campo magnetizzante e quelle del campo in origine oppositore avranno ora la stessa direzione: ciò significa che in questa zona sarà presente ora un campo magnetico avente una intensità **doppia** di quella dell'originario campo magnetico esterno. Tutte le volte quindi che la posizione del televisore viene variata rispetto al campo magnetico terrestre, sarà necessario effettuare una nuova operazione di smagnetizzazione.

(continua)

Lodovico Cascianini
Reparto Docum.zioni Tecniche della Philips S.p.A.

L'illuminazione a fluorescenza dell'esemplare dell'areo franco-britannico « Concorde » (esposto al XXVII Salone Internazionale dell'Areonautica e dello Spazio di Le Bourget) è stata realizzata dalla Sud-Aviation.

In tema di illuminazione di aerei, va ricordato che l'illuminazione nei due prototipi « Concorde » costruiti dalla British Aircraft e dalla Sud-Aviation è stata progettata dalla Philips francese ed ha dato risultati di pieno successo. Questo tipo di illuminazione è costituito da circa 44 lampade T.L.M. 40, accompagnate da speciali stabilizzatori.

PROBABILI GUASTI NEI TELEVISORI

L'ANGOLO DEL TECNICO TV

PARTE I

Iniziamo una serie di articoli che vogliono aiutare i riparatori TV nella ricerca e nella riparazione di guasti più o meno frequenti nei televisori. In questo articolo ci occuperemo dei difetti dovuti a ombre e bande nere sullo schermo, righe verticali brillanti, ampiezza verticale bassa, instabilità intermittente e ronzio nell'altoparlante.

Ombre e bande verticali sullo schermo

Sullo schermo del televisore esaminato, con la luce regolata a un livello medio, si osserva una banda verticale verso il centro dello schermo, e un'altra verso la parte destra di quest'ultimo, mentre le ombre verticali leggere esistenti normalmente nella parte sinistra dello schermo (si osservano su quasi tutti i televisori) sono poco più visibili del solito.

Inoltre, se si mette il televisore sotto tensione con l'antenna non collegata (cioè senza segnale), si vede il difetto apparire subito bruscamente mentre le valvole sono calde, sparire quasi subito e ritornare in seguito a intervalli irregolari.

Un esame all'oscilloscopio ha rilevato la presenza delle oscillazioni anormali che sovrapposte all'impulso di cancellazione arrivano sulla griglia di Wehnelt.

La causa del difetto era il condensatore C_1, che shuntava il secondario del trasformatore di uscita di quadro, esso presentava un cattivo contatto interno e si interrompeva di quando in quando. Ne risultava, molto similmente, che le barre di segnali, indotte dalle bobine di deflessione, non erano più « soffocate » da C_1, ma trasmesse verso le griglie di Wehnelt

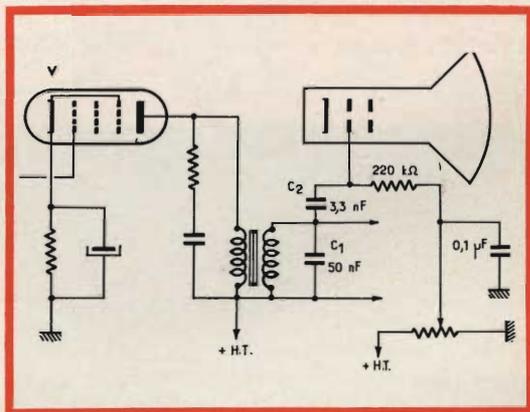



Fig. 1 - La rottura del condensatore C_1 provoca delle ombre e delle bande verticali sullo schermo. V = valvola finale di quadro.

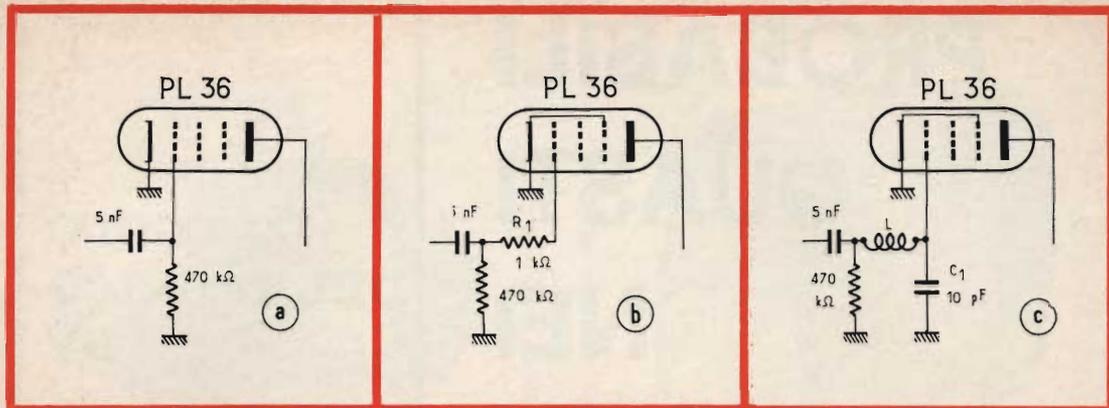



Fig. 2 - Le autooscillazioni della PL36 sono state eliminate con l'aiuto della bobina L.

da C_2 (fig. 1). La sostituzione di C_1 ha riportato il corretto funzionamento nel televisore.

Bande nere verticali sullo schermo

Si osservano diverse bande verticali nere sullo schermo e si constata da una parte quelle che sono marcate più nettamente in assenza di ogni segnale, e dall'altra parte quelle che variano in posizione e in intensità secondo la regolazione del potenziometro della frequenza di riga. Si tratta dunque della captazione di una oscillazione parassita, nello stadio finale di riga.

La sostituzione della finale di riga, una PL36 (fig. 2a) non porta che un miglioramento insignificante e il collegamento in serie, nel suo circuito di griglia, di una resistenza R_1, da 1 kΩ non cambia nulla (fig. 2b).

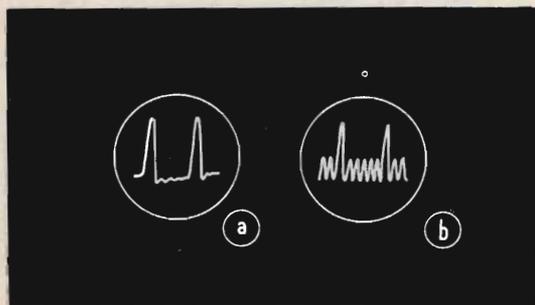



Fig. 3 - Oscillogrammi normali (a) e anormali (b) ottenuti nelle vicinanze del trasformatore di uscita di riga.

Il difetto è stato radicalmente eliminato realizzando il montaggio di fig. 2c, con una bobina L di circa 20 spire, avvolte prima su una matita e poi incollate, e un condensatore C_1 da 10 pF.

Spire verticali dell'immagine

Lo schermo presenta cinque bande verticali regolarmente spaziate su tutta la lunghezza, ciascuna essendo costituita da una specie di spira, di cedimenti, di righe verticali, con una brillanza maggiore. Allo stesso tempo, la larghezza totale dell'immagine è insufficiente. A prima vista, si tratta di una oscillazione parassita che si sovrappone alla tensione normale che alimenta le bobine di deflessione.

Le due valvole dello stadio finale di riga, la valvola di potenza e il diodo di recupero, sono stati sostituiti senza ottenere alcun risultato. La forma del segnale sulla griglia della finale di riga, esaminata all'oscilloscopio si è rivelata normale e tutte le tensioni di alimentazione (+ H.T., stadio finale di riga, ecc.) sono state riscontrate e corrette.

Quindi, quando si avvicina la sonda dell'oscilloscopio al trasformatore di uscita di riga, si osserva un oscillogramma anormale, avente l'aspetto della fig. 3a, al posto della fig. 3b. Si vedono infatti sull'oscillogramma 3a, i cinque punti dell'oscillazione parassita corrispondenti alle cinque spire verticali.

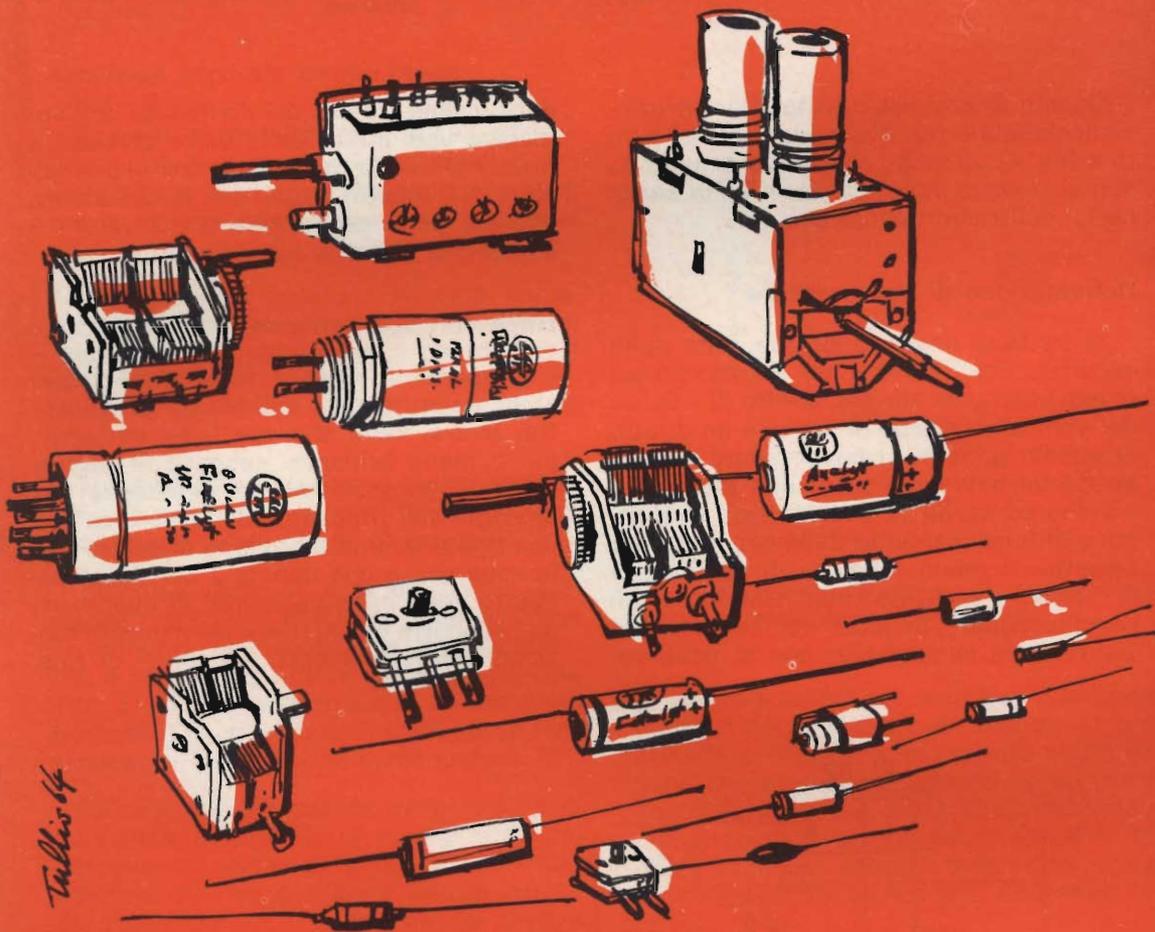
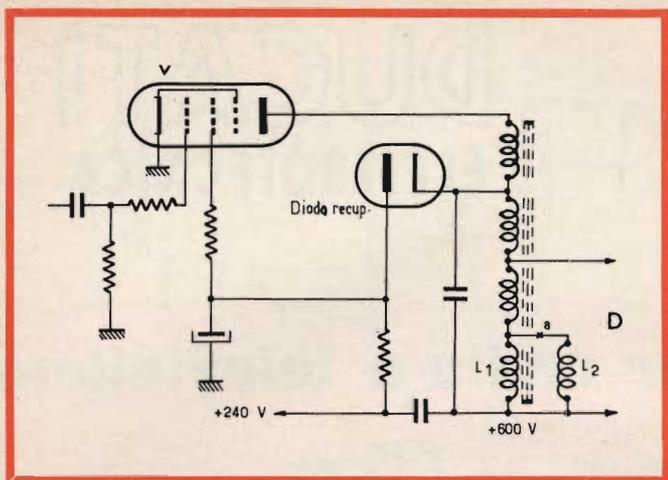



Fig. 4 - La mancanza del collegamento nel punto **a** di L_2, era all'origine del difetto. V = valvola finale di riga; D = verso il circuito di deflessione.

Questo difetto era dovuto all'interruzione accidentale (cattiva saldatura) nel punto a (fig. 4), di modo che l'avvolgimento L_2 non si trovava più in parallelo sulla sezione L_1, del trasformatore di riga.

Deformazione di riga verticale

Si tratta di una ondulazione delle righe verticali, che conferiscono ai personaggi in movimento un curioso effetto di « danza del ventre ». Quando si arriva a un difetto di questo genere, si deve vedere se non esiste un sovraccarico di uno stadio F.I. o video ed anche (e soprattutto) se il regime di funzionamento della separatrice è corretto. Il modo migliore di assicurarci di questo, consiste nell'esaminare all'oscilloscopio l'aspetto dei segnali alla uscita della separatrice: non si deve vedere alcuna traccia del contenuto dell'immagine vale a dire delle barre verticali e orizzontali se la prova si fa con uno specchio. Nel nostro caso, c'è la resistenza anodica della separatrice il cui valore è aumentato in modo considerevole.

Linea verticale brillante

Il suono di questo televisore guasto sembra normale, ma sullo schermo, al centro, non si vede che una linea verticale, più o meno brillante, secondo la regolazione del potenziometro di luminosità. Per analogia con il guasto che si verifica con una riga orizzontale briliante al centro dello schermo, e che denota il non funzionamento della base dei tempi di quadro, si può supporre che si tratta del mancato funzionamento della base dei tempi di riga.

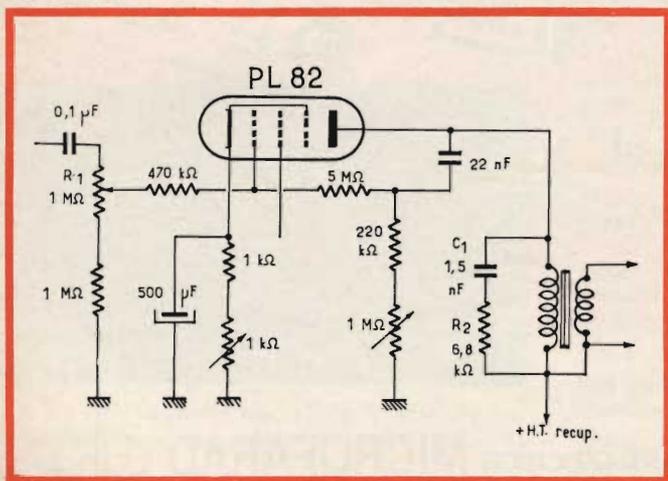



Fig. 5 - Il cortocircuito di C_1 provocava una caduta esagerata della valvola e un'ampiezza verticale troppo debole dell'immagine.

Quindi, questo genere di guasti è molto raro, perché i difetti che interessano sia l'oscillatore di riga, sia lo stadio finale, sia il trasformatore E.A.T. si traducono nella maggior parte delle volte con la sparizione della E.A.T. dunque con l'assenza della luminosità dello schermo.

Le sole ipotesi possibili in questo caso sono: interruzione o cortocircuito delle bobine di deflessione orizzontale. Nel caso presente, è il condensatore da 47 nF, in parallelo sulla sezione « bobine di deflessione » del trasformatore E.A.T., che si trova in cortocircuito.

Ampiezza verticale troppo bassa

Si tratta di un televisore da 19". Si constata che l'« immagine » manca di 5 cm in ampiezza verticale e che, inoltre, manca anche in larghezza: quasi 2 cm per ogni lato.

Le misure di tensione rilevate immediatamente nei punti anormali sono le seguenti: l'alta tensione non è che di 175 V al posto di 200 - 210 V e l'alta tensione recuperata non è che di 300 V, al posto di 500 - 550 V.

L'esame all'oscilloscopio della tensione di attacco della valvola finale di riga (PL81) non rivela niente di anormale.

Siccome, dallo schema di questo televisore, lo stadio finale di quadro, come l'oscillatore corrispondente, sono alimentati a partire dall'alta tensione recuperata (fig. 5) si può supporre che un consumo eccessivo di uno di questi stadi possa fare abbassare l'alta tensione recuperata.

La tensione sul catodo della PL82 è di 30 V circa, al posto di 19 V, polarizzazione normale. La griglia di comando non è più positiva, ciò che esclude il difetto (fuga) del condensatore di collegamento. D'altra parte, un esame all'oscilloscopio, rivela che l'ampiezza del dente di sega sul cursore del potenziometro R_1 è troppo elevato. La causa è dovuta al condensatore C_1 in corticircuito, questo mette la resistenza R_2 in parallelo sul primario del trasformatore di uscita, ammortizzando dunque in modo considerevole questo avvolgimento.

Instabilità intermittente

In modo irregolare, l'immagine perde tutta la stabilità, tanto orizzontale che verticale, e la manipolazione di potenziometri corrispondenti non permette di rimediarvi. Allo stesso tempo, due o tre barre verticali nere appariranno dal lato del bordo sinistro dello schermo. In seguito, improvvisamente, la stabilità ritorna per qualche secondo.

La separatrice, verificata, è stata trovata normale, e i due oscillatori, di quadro e di riga, non presentano nulla d'anormale.

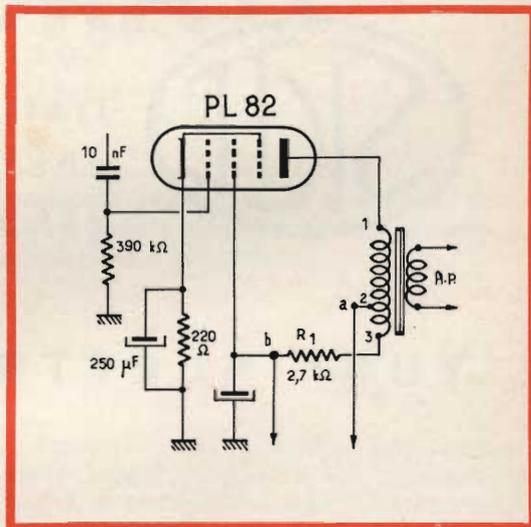



Fig. 6 - L'aumento del valore di R_1 aveva provocato un ronzio. AP = all'altoparlante.

Si lavora quindi per tentativi, riportando a zero il potenziometro di potenza, si constata la presenza di un crepitio molto debole, che orienta le ricerche verso il trasformatore di riga, dove si scopre infine una cattiva saldatura nel cappuccio del diodo EY86, che provoca un piccolo arco e « disincronizza » le due basi dei tempi.

Ronzio nell'altoparlante

Alcune prove rapide hanno mostrato immediatamente che lo stadio preamplificatore B.F., non poteva essere chiamato in causa, per il fatto che corticircuitando a massa la griglia della valvola finale non si aveva alcuna azione sul ronzio. Lo schema di fig. 6 rappresenta lo stadio finale,

dove si vede che il filtraggio dell'alta tensione raddrizzata si fa con la compensazione del ronzio con l'aiuto di una sezione (2-3) sul primario del trasformatore di uscita, il punto **a** era collegato direttamente all'uscita del raddrizzatore. L'efficacia della compensazione dipende, ben inteso, dal rapporto del numero di spire delle sezioni 1-2 e 2-3, ma anche dalla corrente che le attraversa.

Il fatto che il ronzio non sparisca quando si mette a massa la griglia della PL82 mostra che la sorgente di questo ronzio non può provenire che dalla valvola stessa e dal sistema di compensazione. Essendo stata sostituita la valvola, senza risultato, si misurano le tensioni e si trova che si ha una differenza di 55 V fra **a** (215 V) e **b** (160 V) al posto di 15 V circa. La resistenza R_1 verificata a causa di un aumento considerevole di valore, spiega il guasto, poiché per questo fatto la corrente nelle due sezioni del primario si sono trovate squilibrate.

BETA

(Da « Radio-Constructeur » 66078)

PARLIAMO DEI CIRCUITI INTEGRATI

Vogliamo con questo articolo dare un'idea seppure alquanto vaga di cosa sia un circuito integrato, cioé quel componente che va sempre più affermandosi sul mercato per le sue particolari doti di miniaturizzazione e di praticità.

Un circuito integrato consiste principalmente di transistor, resistenze e diodi montati o impressi su un supporto, o lastrina, molto sottile, di silicio e collegati fra loro in modo da formare un circuito specifico di una funzione o di una operazione particolare. Un montaggio utilizzante un circuito integrato comprenderà molti più transistor e diodi di un montaggio equivalente che utilizzi dei componenti (valvole o transistor) convenzionali. In un circuito integrato, in effetti, i transistor assicurano numerose funzioni.

Non si possono, per esempio, trovare delle induttanze nei circuiti integrati, perché la loro realizzazione è impossibile, nei limiti geometrici ragionevoli. I condensatori al di sotto di 50 pF, sono rari, perché richiedono una superficie troppo grande sulla piccola piastrina del circuito integrato. Questo perché, ogni volta che è possibile, i transistor assicurano queste funzioni: si può fare un elevato numero di transistor su una superficie più piccola di quella occupata dalle armature di un condensatore avente un valore qualsiasi!

D'altra parte i transistor sono i componenti meno costosi su un circuito integrato, e per questo, essi vengono utilizzati anche al posto delle resistenze in numerose applicazioni. Quando in un circuito sono necessarie delle bobine o dei condensatori di valore elevato, essi vengono montati all'esterno del circuito integrato.

Un metodo per eliminare i condensatori, in modo particolare nei collegamenti fra gli stadi, consiste nell'utilizzare l'accoppiamento, o collegamento diretto, con un transistor supplementare per assicurare l'isolamento delle tensioni incompatibili. La fig. 1a mostra un condensatore di collegamento C, fra i due stadi di un amplificatore differenziale. La fig. 1b mostra come il transistor Q_3 sostituisce questo condensatore in un circuito integrato simile. Q_1 - Q_2 e Q_4 - Q_5 sono i primi e secondi stadi utilizzati nel circuito integrato, amplificatore a larga banda CA3012 fabbricato dalla R.C.A.

Le resistenze a film sottile, costituite

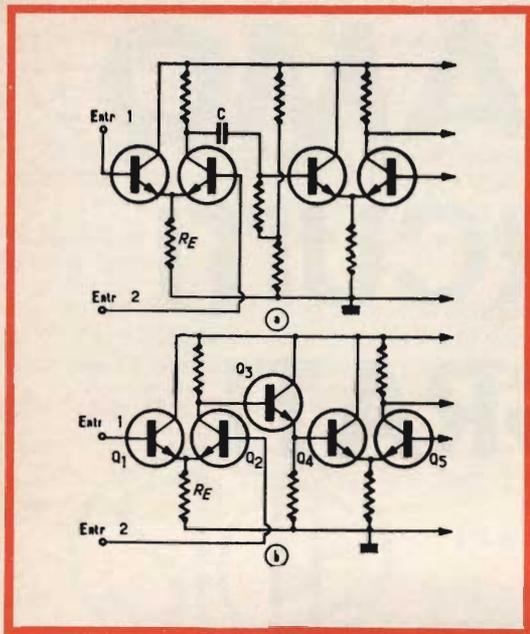



Fig. 1 - Esempio di sostituzione di un condensatore per mezzo di un transistor in un circuito integrato.

dal deposito di uno strato di 0,025 mm di ossido di stagno, di un materiale simile. sulla lastrina di silicio, non sono sempre pratiche in certe applicazioni dei circuiti integrati, perché il loro potere di dissipazione è molto più basso. Queste resistenze sono spesso sostituite da un transistor ad effetto di campo del tipo MOS.

In fig. 2, si vede uno stadio di uscita push-pull Q_3 - Q_4 comandato da un transistor pilota invertitore di fase Q_2. Se la resistenza di carico R_L è sostituita da un transistor ad effetto di campo (Q_1), con il suo elettrodo di comando che ritorna al polo negativo dell'alimentatore, si ha allora, effettivamente, una resistenza che possiede una potenza di dissipazione molto più elevata di quella presentata da una resistenza su film sottile. Infine, questo transistor occupa molto meno posto di quello della resistenza che sostituisce.

Circuiti integrati lineari

I circuiti integrati si suddividono in due tipi fondamentali: lineari e digitali. I circuiti integrati lineari sono generalmente impiegati per delle applicazioni correnti: amplificatori BF, RF e video, oscillatori sinusoidali, miscelatori, moltiplicatori di frequenza, rivelatori di fase, limitatori e modulatori. Il circuito integrato lineare di base è un amplificatore a collegamento diretto.

Il tipo più corrente è l'amplificatore differenziale. Il suo compito è di sviluppare un segnale di uscita linearmente proporzionale alla differenza fra i due segnali che sono applicati agli ingressi.

L'amplificatore differenziale caratteristico dei circuiti integrati è costituito da due transistor montati in amplificatori accoppiati con gli emettitori, questi ultimi ritornanti a massa con una resistenza di valore elevato, come R_E sulla fig. 1. I collettori sono collegati a una sorgente a corrente costante.

Qualche volta, le resistenze di questi collettori sono di valore uguale. In questo caso, le tensioni del segnale di uscita, prelevato sui collettori, sono uguali ma sfasate di 180°. Se un segnale è applicato a un ingresso e l'altro ingresso è messo a massa o solamente collegato alla sua sorgente di polarizzazione, il guadagno dello stadio è circa la metà di quello dell'amplificatore differenziale. Il segnale di uscita apparirà, come al solito, fra i due collettori.

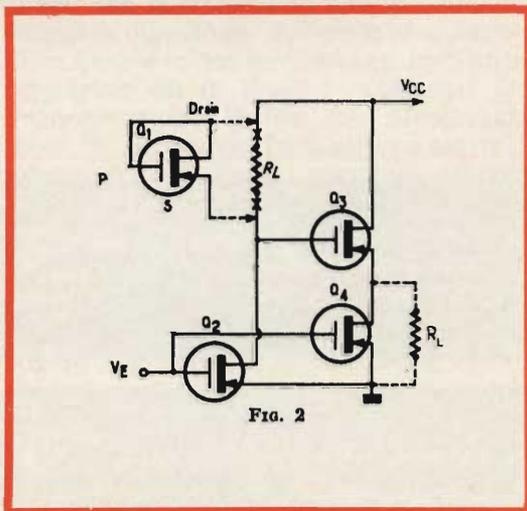



Fig. 2 - Stadio di uscita push-pull. R_L = carico di uscita.

Consideriamo ora lo stadio d'ingresso Q_1 - Q_2 della fig. 1b. Quando un segnale alternato semplice è applicato sull'ingresso 1, noi abbiamo uno stadio « emettodyne » con collegamento diretto a uno stadio amplificatore a base comune (l'ingresso 2 può essere collegato alla massa della sorgente del segnale alternato). Questo ci dà un circuito ad alta impedenza d'ingresso con conservazione in fase dei segnali d'ingresso e di uscita. Se, ora, mettiamo a massa l'ingresso 1 e se applichiamo il segnale all'ingresso 2, noi ci troviamo in presenza di uno stadio amplificatore a emettitore comune, con una impedenza d'ingresso molto bassa, segnali d'ingresso e di uscita sfasati di 180°, dunque invertiti.

L'amplificatore operazionale è una variante corrente dei circuiti integrati lineari. Questo è un circuito a grande guadagno, a collegamento diretto. Il guadagno e la risposta in frequenza possono essere comandati con precisione da reti di controreazione esterne ai circuiti integrati. Essi sono soprattutto impiegati nei sistemi di servomeccanismi, nei calcolatori analogici, negli equipaggiamenti per segnali bassi e nei generatori speciali di segnali e di onde lineari o non lineari.

Si possono utilizzare gli amplificatori operazionali come amplificatori BF o RF accordati, o come reiettori, utilizzando delle reti RC convenienti nel circuito esterno di controreazione. La fig. 3 mostra qualche applicazione tipica di un amplificatore differenziale per segnali deboli.

Fig. 3 - Applicazioni tipiche di un amplificatore differenziale per segnali deboli A) amplificatore reiettore di banda, u = uscita; B) amplificatore passa banda; C) oscillatore a ponte di Wien, E_s = tensione di uscita; D) oscillatore a quarzo.

Circuiti integrati digitali

Essi consistono principalmente di circuiti logici, impiegati soprattutto sulle macchine calcolatrici. Essi comprendono dei multivibratori, dei discriminatori, dei contatori e dei registratori di deriva. Gli amatori possono servirsene nei generatori di segnali quadrati, nei generatori di barre, nei « signal-tracer » per la riparazione radio-TV, ecc.

I circuiti integrati digitali si incontrano sotto delle versioni diverse, secondo il loro impiego. Gli schemi di fig. 4 mostrano i circuiti fondamentali, le loro applicazioni e le loro rispettive funzioni.

Fig. 4 - Esempi di circuiti fondamentali: u_1 = uscita 1, u_2 = uscita 2, p = porta parallelo, f = flip-flop elementare, R = porta serie.

Piccolo lessico dei circuiti integrati

Bistable: elemento del circuito che si può trovare in due stadi stabili. Per esempio un flip-flop, nel quale un transistor è saturato allorché l'altro è bloccato. Esso cambia stato ad ogni impulso applicato al suo ingresso.

Common-mode gain (guadagno ordinario): Rapporto della tensione di uscita con le tensioni applicate sugli ingressi invertitori (sfasati) e non convertitori. Nelle condizioni ideali le tensioni d'ingresso devono essere uguali in ampiezza e in fase.

Common-mode rejection: Rapporto del

guadagno differenziale intero con il guadagno ordinario (common-mode gain) nell'amplificatore differenziale.

Common-mode voltage gain: Rapporto della tensione del segnale applicato sugli ingressi (messi in parallelo) con la tensione del segnale fra le uscite.

Differential-input voltage range: Gamma di tensione che può essere applicata fra i capi d'ingressi senza obbligare il circuito a lavorare al di là delle sue caratteristiche di funzionamento.

Differential voltage gain: Rapporto del cambiamento di tensione del segnale di uscita su ciascun capo di un elemento differenziale con il cambiamento di tensione del segnale applicato su ciascun capo di ingresso. Tutte le tensioni sono misurate rispetto a massa.

Fan-in: numero d'ingressi di una porta.

Fan-out: numero di carichi che possono essere collegati alla uscita di una porta (fattore piramidale).

Full adder: circuito in grado di accettare tre segnali binari d'ingresso e di produrre dei segnali di uscita in una volta addizionati e trasferiti.

Gate: elemento logico che produce una uscita specifica per un insieme preciso di condizioni d'ingresso.

Half adder: circuito che accetterà due segnali d'ingresso binari e produrrà delle uscite sommate e trasferite corrispondenti. Questo circuito è così chiamato perché, oltre al primo ordine, due semi-addizionatori per ordine sono necessari quando si addizionano due quantità.

Input admittance: ammettenza fra le boccole d'ingresso, con le uscite cortocircuitate insieme.

Input common-mode rejection ratio: Rapporto del cambiamento della tensione d'ingresso con il cambiamento corrispondente della tensione di uscita, divisa dal valore del guadagno in tensione senza CR.

Input limiting voltage: Livello del segnale d'ingresso che provoca all'uscita una caduta di 3 dB al di sotto del livello massimo.

Input voltage offset: La differenza di potenziale, in continua, fra i due ingressi di un amplificatore differenziale, quando il potenziale fra i capi di uscita è nullo.

Logical threshold voltage: livello della tensione di uscita di un elemento logico per il quale l'elemento logico seguente cambia stato.

Offset: misura di disquilibrio fra le due metà di un circuito simmetrico. Generalmente provocato dalle differenze nel β dei transistor o nel valore delle resistenze di polarizzazione.

Output admittance: ammettenza fra i capi di uscita, quando gli ingressi sono cortocircuitati fra loro.

Pull down resistor: Resistenza collegata all'uscita di un elemento o di un circuito per portare l'uscita a un livello uguale o inferiore al livello 0 d'ingresso dell'elemento digitale seguente. Utilizzato anche per abbassare l'impedenza di uscita di un elemento.

Transadmittance: Rapporto di corrente di uscita sulla tensione d'ingresso.

(Da « Le Haut Parleur » 6706)

Un simposio sulla progettazione e disegno di trasmettitori ad altissima frequenza ed a frequenza ultra alta a basso voltaggio e completamente transistorizzati, si è svolto alla fine di giugno presso la sede della Mullard.

Nel corso dei lavori sono stati sottolineati i criteri di progettazione relativi ai transistor da impiegare in speciali applicazioni di trasmissioni, e sono state illustrate le relative caratteristiche sotto forma parametrica. E' stato descritto il disegno valido per le performances dinamiche ed è stato anche discusso lo sviluppo di trasmettitori tascabili che possano essere usati con alimentatori di 13,8 e 28 V.

PREAMPLIFICATORE A TRANSISTOR A EFFETTO DI CAMPO

BASSA FREQUENZA

Riportiamo, a titolo puramente sperimentale, un circuito preamplificatore equipaggiato con due transistor ad effetto di campo. Pensiamo di far cosa gradita ai nostri lettori presentando questo circuito eseguito con questa nuova serie di transistor chiamati ad « effetto di campo » anche per la novità da essi rappresentata.

Questo montaggio il cui schema è riportato in fig. 1 viene proposto come esempio di applicazione dei transistor ad effetto di campo (F.E.T.). Si tratta infatti della parte del preamplificatore che corrisponde alle regolazioni variabili di tono, acuti e bassi. Essa deve essere, di conseguenza, preceduta da un preamplificatore correttore e seguita da un amplificatore. Essa può essere disposta così prima del preamplificatore. Questo montaggio presenta un certo interesse quando si dispone di un preamplificatore e di un amplificatore non munito di regolazioni variabili di tonalità. Intercalando il dispositivo di fig. 1, non si crea alcuna perturbazione di funzionamento dell'insieme in quanto la tensione di uscita è uguale a quella d'ingresso, il suo valore è dell'ordine di 100 mV.

Esso è conveniente per l'amplificatore di segnali provenienti da una sorgente qualunque purché questi segnali siano corretti in precedenza da un preamplificatore-correttore conveniente.

Si può così utilizzare questo montaggio in un apparecchio radio ricevitore AM, FM o all'uscita di un rivelatore di suono TV, disponendolo prima dell'amplificatore esistente, ma dopo il controllo di volume dell'apparecchio, alfine di ridurre a 0,1 V il segnale fornito dal rivelatore. Si noterà che i soli dispositivi di tono danno una forte attenuazione del segnale ed è per questa ragione che è necessario di associarli a delle valvole (o transistor) che danno un guadagno che compensa l'attenuazione.

L'alimentazione di questo circuito si effettua su 35 V con la massa sul negativo. In effetti, i due FET utilizzati, Q_1 e Q_2 sono del tipo detto a « canale N » e sono simili, dal punto di vista della alimentazione, ai transistor NPN e alle valvole.

I 35 V si possono ottenere dall'amplificatore, direttamente o per caduta di tensione e filtraggio molto accurato.

Ricordiamo che nei transistor FET trio-

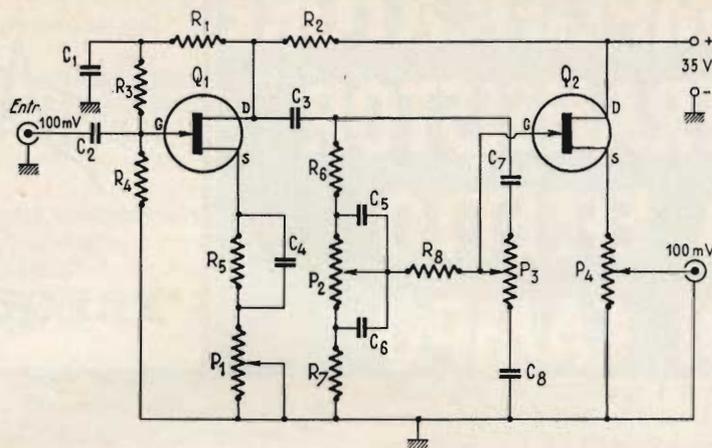



Fig. 1 - Schema elettrico del preamplificatore a transistor ad effetto di campo.

COMPONENTI

Resistori

Tutti i resistori sono da 1/2 W

R_1 = 6,8 MΩ
R_2 = 10 kΩ
R_3 = 3,3 MΩ
R_4 = 1,5 MΩ
R_5 = 2,2 kΩ
R_6 = 100 kΩ
R_7 = 10 kΩ
R_8 = 100 kΩ

Condensatori

C_1 = 1 μF
C_2 = 0,1 μF
C_3 = 0,1 μF
C_4 = 200 μF
C_5 = 2000 pF
C_6 = 0,2 μF
C_7 = 200 pF
C_8 = 2000 pF

Potenziometri

Tutti lineari e di grafite

P_1 = 25 kΩ
P_2 = 1 MΩ
P_3 = 1 MΩ
P_4 = 5 kΩ

Transistor FET

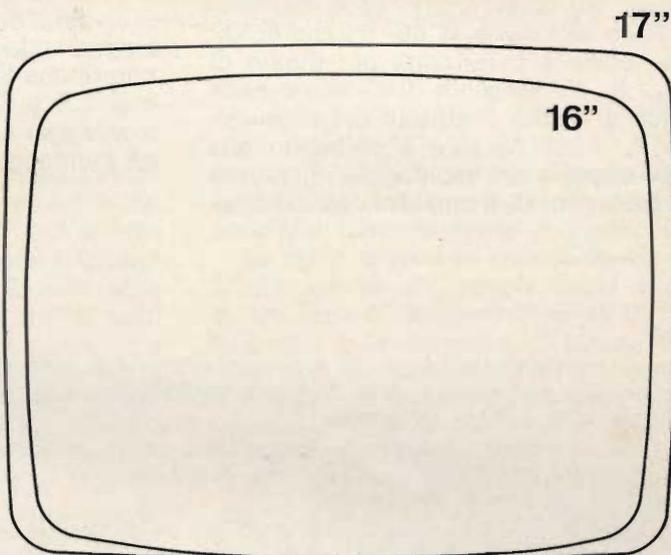
I transistor sono della Motorola

Q_1 = 2N4221A
Q_2 = 2N4222A

do, gli elettrodi sono G = porta (corrispondente alla base o alla griglia), S = = sorgente (corrispondente all'emettitore o al catodo), D = drain (corispondente al collettore o alla placca). Il FET tipo « canale N » si riconosce dalla freccia dell'elettrodo « porta » orientata verso l'interno. Quelli del tipo « canale P » hanno la freccia di porta orientata verso l'esterno e si montano dal punto di vista dell'alimentazione come dei PNP.

Analisi del circuito di tono

Si applica all'ingresso la tensione da amplificare, ridotta a 100 mV se è superiore a questo valore. Si tratta di tensione efficace. Praticamente, un segnale BF è di forma continuamente variabile e sarà sufficiente, nel caso di un radioricevitore per esempio, di ridurre di dieci volte circa la tensione di uscita rivelatrice e in seguito, ritoccare la riduzione per evitare ogni di-

storsione. La porta G di Q_1 è polarizzata da R_3 e R_4 non disaccoppiate, essendo il segnale trasmesso da C_2.

Con C_1 si realizza il disaccoppiamento del punto comune con R_3 e R_1. Il carico del « drain » D è R_2 collegato alla linea positiva di alimentazione. Nel circuito della sorgente S si trova R_5 disaccoppiata da C_4 e P_1 che serve alla regolazione della polarizzazione, vale a dire del punto di funzionamento di Q_1.

Il condensatore C_3 trasmette il segnale amplificato da Q_1 ai circuiti di tono. Quello previsto per la regolazione dei bassi è costituito, come si può vedere facilmente, da R_6 - P_2 - R_7 - C_5 - C_6, essendo la regolazione effettuata da P_2 fra il massimo e il minimo delle proporzioni dei bassi nel segnale trasmesso.

Lo stesso segnale preso su C_3 è trasmesso al circuito di regolazione degli acuti, composto da C_7, P_3 e C_8. Il segnale «basso» trasmesso da R_8 e il segnale «acuto» preso sul cursore di P_3 sono trasmessi insieme alla porta G del transistor Q_2. Questa porta è polarizzata per mezzo di R_8 - P_2 - R_7. La sorgente di Q_2 comprende il carico di uscita costituito dal potenziometro P_4 il cui cursore è collegato alla presa « uscita » del montaggio. Si noterà che il transistor Q_2 è montato con « drain » comune (angolo di « placca comune ») o « collettore comune ». Il « drain » D è collegato direttamente alla linea +35 V. Questo montaggio a « drain » comune, come i suoi due analoghi, sono con impedenza d'ingresso (sulla porta) elevata e con impedenza di uscita (sulla sorgente) bassa. È così possibile montare l'uscita di questo montaggio sulla maggior parte degli ingressi degli amplificatori BF a transistor o a valvole, purché l'impedenza d'ingresso di questi amplificatori sia uguale o maggiore (anche molto superiore) a quella presentata sull'uscita del montaggio considerato qui.

Si constata che in questo montaggio, Q_1 serve da preamplificatore montato con sorgente comune e Q_2 serve da adattatore. Quest'ultimo transistor dà un guadagno inferiore a 1. Si noterà che è permesso disporre il cursore di P_4 al massimo (dunque dal lato sorgente) se necessario, ottenendo più che il valore 100 mV della tensione di uscita.

I valori degli elementi di questo montaggio sono riportati nella didascalia, si noterà che l'ordine di grandezza degli elementi R e C è lo stesso di quello di un montaggio a valvole e non come quello di un montaggio a transistor classico.

(Da « Le Haut Parleur » - 6704)

Uno stabilimento per la produzione di vetro, che verrà incontro alle esigenze sudafricane nel settore delle lampade fluorescenti e ad incandescenze, è in fase di realizzazione a Port Elizabeth.

Nel complesso industriale lavoreranno cento persone. All'inizio sarà necessario far giungere dall'estero i tecnici che coordineranno il lavoro della fabbrica e addestreranno gli operai sudafricani.

Oltre ai tubi fluorescenti e ai bulbi per le lampade a incandescenza, lo stabilimento produrrà anche barre di vetro e tubazioni sussidiarie, come ad esempio gli steli per sostenere i filamenti incandescenti.

I bulbi incandescenti saranno fabbricati con un impianto di soffiatura « a carosello » che sarà alimentato da una fornace a petrolio. Si tratta di un impianto che risponde alle esigenze di produzione richiesta in Sud Africa. E' previsto anche un macchinario di « smerigliatura » per la produzione di lampade ad incandescenza nella varietà « perla ».

Il reparto tubi fluorescenti sarà molto più complesso. Il macchinario comprenderà una fornace a petrolio, un binario per svuotare i vetri tubolari, un'apparecchiatura per stirare il tubo sino alle lunghezze volute, sistemi di controllo automatico e una macchina di montaggio.

DISTORSIONE E RONZIO NEGLI AMPLIFICATORI DI BASSA FREQUENZA

BASSA FREQUENZA

Parte I

Questa è la prima parte di un articolo che vuole spiegare le cause e gli effetti della distorsione e del ronzio negli amplificatori di bassa frequenza. Un secondo articolo tratterà alcune tecniche di servizio degli amplificatori audio, e i metodi di misura delle varie quantità discusse.

Con il sempre crescente interesse dimostrato dagli appassionati dell'alta fedeltà e dei complessi musicali, si è aperto un nuovo campo di azione per i tecnici riparatori in questo campo. Ci sono due tipi di distorsione incontrati nei circuiti di bassa frequenza: distorsione armonica e di intermodulazione. Entrambe hanno la loro causa essenzialmente nella stessa sorgente: la curvatura delle caratteristiche di trasferimento dell'amplificatore. Sebbene i trasformatori audio e i semiconduttori abbiano caratteristiche non lineari simili, che danno luogo alla distorsione di intermodulazione, questa discussione è dovuta alle caratteristiche delle valvole, gli effetti del funzionamento inesatto condizionano il buon funzionamento; a volte le cattive prestazioni sono causate dall'impiego di valvole usate oltre la loro durata normale.

Distorsione armonica

La distorsione armonica in un amplificatore single-ended sarà discussa per prima, in quanto è la base per il secondo soggetto della distorsione di intermodulazione e del funzionamento in push-pull.

La fig. 1 mostra la caratteristica di trasferimento di una valvola finale di potenza. In essa è riportato il punto di funzionamento e la corrente di placca C.A. è riportata per indicare che la valvola sta funzionando con un segnale piccolo; quindi, la tensione di griglia è spostata solo un poco, relativamente sulla posizione rettilinea della curva. In questo caso, la forma d'onda di uscita riproduce la forma d'onda d'ingresso abbastanza esattamente, e perciò la distorsione è bassa.

La fig. 2 mostra ciò che succede quando questo amplificatore è pilotato a piena potenza. L'amplificatore è polarizzato a metà curva fra la polarizzazione zero e l'interdizione, e il segnale pilota fra la piena distanza fra questi punti. Mentre la caratteristica di trasferimento non è lineare, l'onda di uscita non è l'esatto duplicato della forma d'onda d'ingresso, e si dice essere distorta. Uno stiramento o un picco

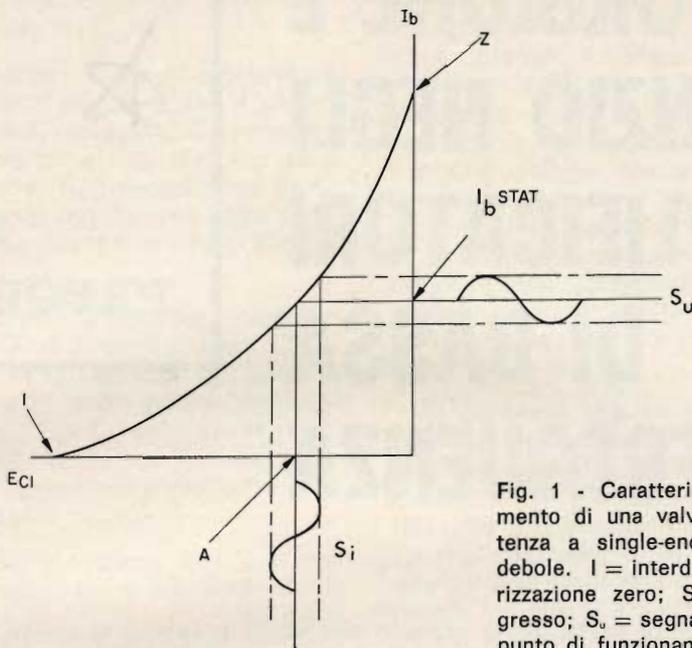



Fig. 1 - Caratteristica di trasferimento di una valvola finale di potenza a single-ended con segnale debole. I = interdizione; Z = polarizzazione zero; S_i = segnale d'ingresso; S_u = segnale d'uscita; A = punto di funzionamento.

dell'onda avviene vicino alla polarizzazione zero, e uno spianamento avviene vicino all'interdizione. Se la forma d'onda d'ingresso è sinusoidale, l'onda di uscita non è più sinusoidale, ma una forma d'onda complessa composta da una sinusoide fondamentale e da componenti sinusoidali addizionali che sono multipli della frequenza fondamentale. Queste frequenze, essendo multiple della fondamentale, sono chiamate « armoniche » e sono i prodotti della distorsione; di qui il termine « distorsione armonica ». Solo la seconda e terza armonica della fondamentale sono interessanti, in quanto sono di solito le più grandi in grandezza. La seconda armonica è dovuta alla distorsione vicino all'interdizione e la terza armonica è generata dalla distorsione vicino alla polarizzazione zero.

La somma efficace di queste tensioni armoniche, espressa in per cento della tensione nella fondamentale, è la distorsione armonica totale in un amplificatore.

Un circuito push-pull bilanciato può essere osservato come mostra la fig. 3. La caratteristica di trasferimento dell'amplificatore è mostrata con la linea tratteggiata. Per il fatto che i due tubi conducono alternativamente, la caratteristica di trasferimento non ha un punto reale di interdizione o una curvatura vicina all'interdizione; quindi, non ci sarebbero componenti di distorsione di seconda armonica. Poiché la caratteristica di trasferimento è relativamente diritta, la distorsione sull'intera gamma di funzionamento è bassa. Comunque, valvole montate in push-pull non bilanciate possono avere una componente di seconda armonica, mentre la loro caratteristica di trasferimento può apparire come mostrato in fig. 4. La curvatura vicino al punto di funzionamento introdurrà una distorsione di seconda armonica considerevole.

Distorsione di intermodulazione

Anche la distorsione di intermodulazione ha la sua origine in una caratteristica di trasferimento, sia in un funzionamento single-ended o push-pull. Sebbene sia necessaria una caratteristica non lineare per la rivelazione, essa produce anche modulazione. Questo prodotto indesiderabile

può essere utile in un amplificatore quando più di un tono è stato amplificato allo stesso tempo.

La distorsione introdotta in questo modo è chiamata « distorsione di intermodulazione ». Questa può essere definita come il prodotto della distorsione prodotta quando un segnale in un amplificatore modula un altro segnale entro lo stesso amplificatore. La distorsione di intermodulazione è allora la grandezza della banda laterale indesiderabile prodotta da questa modulazione. Per esempio, se due diversi toni di prova, come un 400 e un 1.000 Hz, sono mandati in un amplificatore che ha una caratteristica di trasferimento non lineare, saranno osservate in uscita note a 600 e 1.400, a 200 e 1.800 Hz, insieme ai toni originali di prova.

Queste sono le armoniche di nessuna delle onde applicate, ma le bande laterali prodotte dalla modulazione della nota a 1.000 Hz dalla nota a 400 Hz. La somma efficace delle tensioni in queste bande laterali, espressa come una percentuale della tensione a 1.000 Hz, è allora la percentuale della distorsione di intermodulazione.

Sebbene non ci sia una relazione matematica diretta fra distorsione di intermodulazione e distorsione armonica, la prima è generalmente la maggiore delle due ai livelli di potenza alta. La relazione approssimata fra le due per una coppia di valvole in funzionamento push-pull è mostrata in fig. 5. La distorsione di intermodulazione è leggermente più bassa ai livelli di segnale basso; ma, come la potenza di uscita aumenta, la distorsione di intermodulazione aumenta rapidamente, mentre la distorsione armonica aumenta più gradualmente come l'amplificatore si avvicina alla potenza richiesta.

Gli amplificatori single-ended hanno una distorsione di intermodulazione relativamente alta, mentre gli amplificatori push-pull sono in grado di dare una distorsione molto bassa se la caratteristica di trasferimento è relativamente lineare. Questo è vero perché l'amplificatore single-ended deve essere mantenuto con la sua caratteristica di trasferimento curvata, mentre le valvole in push-pull si aiutano l'un l'altra nel produrre una caratteristica di trasferimento lineare. Incidentalmente nei lavori di alta qualità, dove il bilanciamento nelle valvole finali è regolabile, uno strumento che misura la distorsione di intermodulazione è il metodo migliore per bilanciare l'uscita. Se il bilanciamento è de-

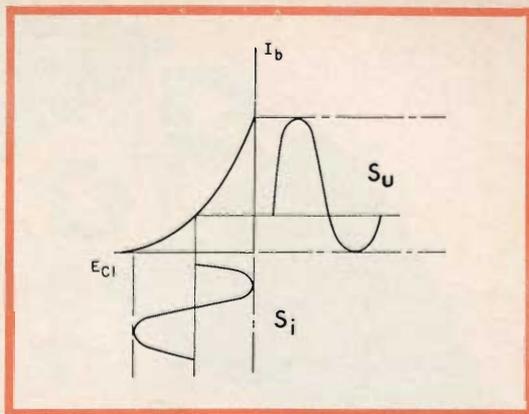



Fig. 2 - Caratteristica di trasferimento di una valvola finale di potenza a single-ended con segnale massimo. S_i = segnale d'ingresso; S_u = segnale d'uscita.

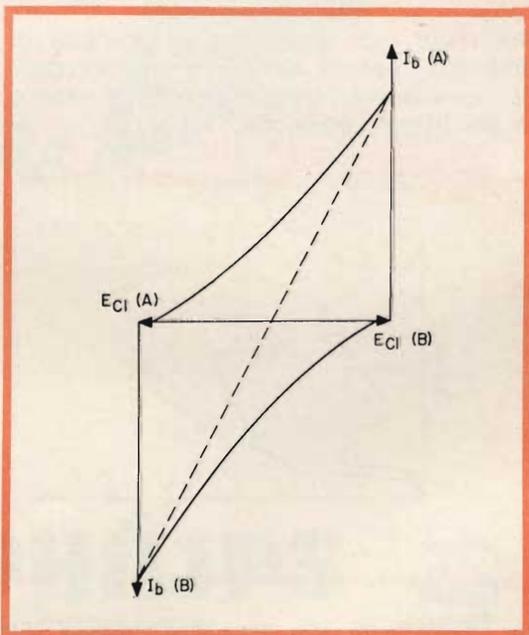



Fig. 3 - Caratteristica di trasferimento di una coppia di valvole finali bilanciate di potenza in push-pull.

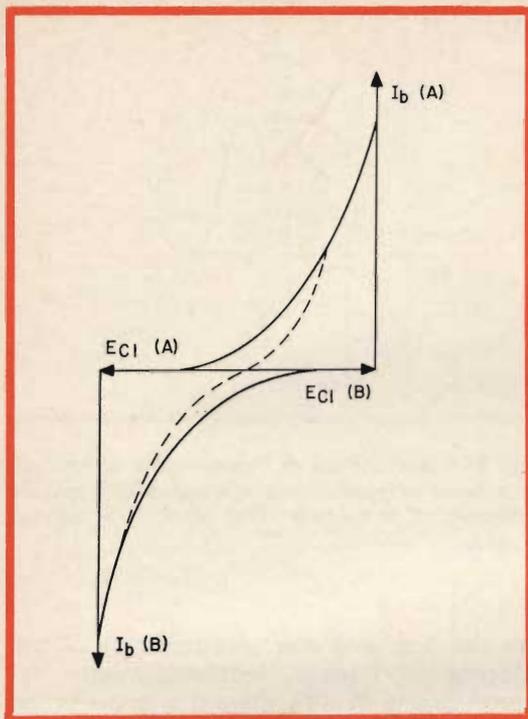



Fig. 4 - Caratteristica di trasferimento di una coppia di valvole finali non bilanciate in push-pull.

terminato per la minima distorsione di intermodulazione, allora la caratteristica di trasferimento è considerata per essere la più lineare possibile.

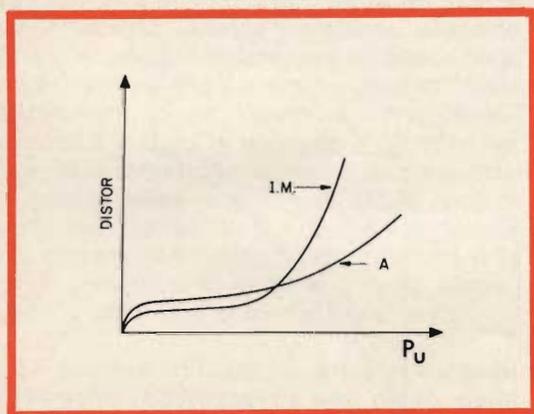



Fig. 5 - Confronto della distorsione armonica (A) e di intermodulazione (I.M.) nelle valvole in push-pull. In ascissa è riportata la potenza d'uscita (Pu) e in ordinata la percentuale di distorsione (%).

Metodo di misura 4 : 1 della distorsione di intermodulazione

La distorsione di intermodulazione è difficile da misurare con un grado reale di precisione o consistenza. Ci sono diversi metodi validi di misurarla e tutti danno risultati differenti. Un metodo comunque, che ha ricevuto i maggiori consensi, impiega un tono di prova vicino al limite di frequenza più basso dell'amplificatore e un secondo tono di prova vicino al limite di frequenza superiore. Il tono di frequenza più basso è regolato per essere 4 volte la grandezza della nota di frequenza superiore, quindi il metodo è chiamato il metodo di misura 4 : 1.

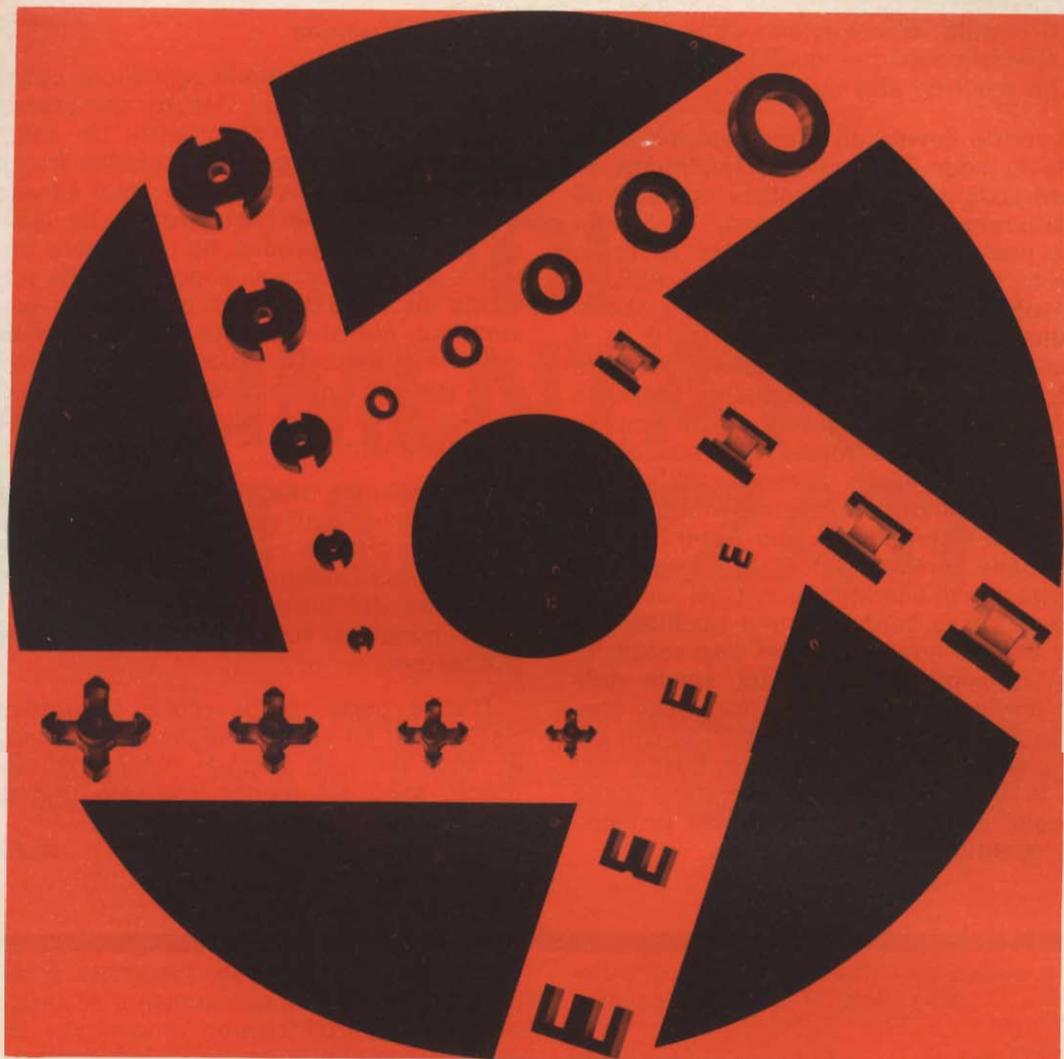
Entrambi i toni sono regolati simultaneamente per pilotare l'amplificatore alla potenza d'uscita desiderata, mantenendo il rapporto 4/1.

Facciamo ora un esempio supponendo di prendere come toni di prova 100 e 7.000 Hz. Questi sono mandati all'ingresso di un amplificatore in modo che la nota a 100 Hz è 4 volte il valore efficace della nota a 7.000 Hz. All'uscita dell'amplificatore, si osserveranno queste frequenze di prova e le loro armoniche. Comunque si osserveranno anche altre frequenze, che sono il prodotto delle intermodulazioni fra queste due note. In questo caso, i prodotti d'interesse sono quelli attorno all'onda da 7.000 Hz, 6.800, 6.900, 7.100 e 7.200 Hz. La somma delle tensioni efficaci di questi prodotti di intermodulazione, espressa come una percentuale della tensione nell'onda a 7.000 Hz, è la distorsione di intermodulazione nell'amplificatore.

Sorgenti di ronzio

Il secondo grande inconveniente dei sistemi musicali è il ronzio o il rumore. Il ronzio è un soggetto estremamente complesso del quale ci sono molti aspetti. Ci sono tre vie negli amplificatori audio tipici dove il ronzio può entrare in quantità sufficiente per essere udibile:

1) il cablaggio del telaio;

2) l'alimentatore di potenza c.c. nell'amplificatore;

3) il circuito d'accensione delle valvole, specialmente per quello che riguarda gli stadi ad alto guadagno.

Il ronzio dovuto all'alimentatore c.c. filtrato in modo inadeguato è facilmente riscontrabile se l'amplificatore impiega un raddrizzatore ad onda piena, in quanto avrà una componente a 120 Hz. Il ronzio dovuto alle altre due sorgenti è difficile da isolare, perché entrambe hanno essenzialmente una componente a 60 Hz, e il ronzio da una o l'altra di queste sorgenti può essere entrato nel segnale d'ingresso nello stesso tempo. Infatti, in un amplificatore con basso ronzio può succedere che il ronzio venga annullato all'interno dell'amplificatore; il ronzio generato a un capo dell'amplificatore può essere annullato dalla tensione di ronzio controfase generata nell'amplificatore. Così, una valvola a basso ronzio in una applicazione può essere una valvola ad alto ronzio in un'altra applicazione, questo rende difficile predire se una valvola (sebbene controllata in fabbrica per dare un ronzio eccezionalmente basso) darà un basso ronzio in ogni applicazione; sebbene nella maggior parte delle applicazioni produca una quantità di ronzio minore.

Effetti del rumore

Con rumore si intende ogni suono estraneo oltre il ronzio. Questo comprende soffi, mezzi toni o scoppiettii. Un soffio può essere causato da gas o fughe fra gli elementi delle valvole negli stadi ad alto guadagno, o dalle resistenze nelle quali gli stessi stadi producono un rumore termico, specialmente se sono vicini alla sorgente di riscaldamento o passano correnti c.c. elevate. Questo rumore termico delle resistenze produce uno « sbalzo » o un « soffio » nell'altoparlante che è molto simile a quello prodotto dalle fughe fra i vari elementi.

Mezzi toni e scoppiettii sono generalmente causati dall'espansione termica degli elementi della valvola con l'aumentare del calore. Questo tipo di rumore può diventare del tutto sgradevole durante i primi minuti di funzionamento di un amplificatore.

D'altra parte, si dovrebbe sospettare degli stadi ad alto guadagno; e i pentodi, a causa del loro maggior numero di elementi, sono più inclini a questo tipo di rumore dei triodi.

ALFA

La fabbrica automobilistica inglese « Lotus » ha trasferito i propri reparti produttivi in un nuovo edificio dalle caratteristiche singolari. La fabbrica ed il relativo ampio ufficio direzionale sono stati progettati « senza finestre » per funzionare sotto luce artificiale continua.

L'intera illuminazione dell'ufficio è ottenuta per mezzo di scanalature laterali in continuo fatte di 198 sezioni da 8 piedi ciascuna contenenti due tubi fluorescenti da 8 piedi dietro un diffusore di plastica opalino. Il livello dell'illuminazione generale è fra 65 e 70 lumen ogni piede quadrato.

Nella fabbrica invece sono installati in un finto soffitto alto circa 16 piedi e posti in file continue di 8 piedi, più di 500 portalampade con lampade « Reflectalite » da 125 W il livello generale di illuminazione è approssimativamente di 40 lumens per piede quadrato.

Nella sezione di progettazione, studio e servizio dove il soffitto è alto piedi 10 e 3/4 sono installate lampade « Reflectalite » di 8 piedi e 85 watt. Per questa zona il livello di illuminazione varia da 45 a 47 lumens.

4 CIRCUITI DI ALIMENTATORI STABILIZZATI

Si descrivono quattro circuiti di alimentatori stabilizzati in grado di fornire diversi valori di tensione e adatti perciò ai più svariati impieghi. Abbiamo creduto fare cosa gradita ai nostri lettori, riportando anche questi schemi di alimentatori, in quanto, per la loro semplicità, possono essere facilmente costruiti.

L'impiego dei semiconduttori permette di realizzare degli alimentatori stabilizzati in tensione che presentano un grande rendimento energetico. Vogliamo descrivere dei montaggi di alimentatori stabilizzati adatti agli impieghi più frequenti; essi si possono adattare facilmente agli impieghi più correntemente incontrati.

I componenti che equipaggiano questi alimentatori permettono di ottenere una costruzione economica e facile. I primi montaggi proposti non comportano dei dispositivi di protezione automatica, allo scopo di non complicarli in modo esagerato.

Si inserirà semplicemente un fusibile rapido montato sul collettore del transistor di uscita. Suggeriamo di montare il porta fusibile con il suo fusibile rapido in modo bene accessibile all'esterno del contenitore, allo scopo di poterlo sostituire immediatamente e facilmente nel caso di un corto circuito accidentale fra i fili di uscita. È anche interessante prevedere un altro fusibile calibrato, intercalato all'ingresso in uno dei fili della rete.

Alimentatore stabilizzato da 1 A - 12 V e da 0 A - 500 mA

Questa sorgente di tensione (fig. 1) è stata studiata per l'alimentazione di ricevitori o amplificatori BF di bassa o media potenza. La tensione di riferimento è ottenuta su un potenziometro disposto in shunt su due diodi Zener del tipo OAZ 203; questa tensione di riferimento è applicata alla base del transistor ASY80. Quest'ultimo, come anche il transistor finale ASZ15, è montato con l'uscita sull'emettitore. La tensione di uscita è praticamente uguale a quella che si misura fra il cursore del potenziometro e la linea (+) dell'alimentatore.

Modificando R_1 è possibile agire in una certa misura sulla caratteristica di regolazione. Se si desidera ottenere una tensio-

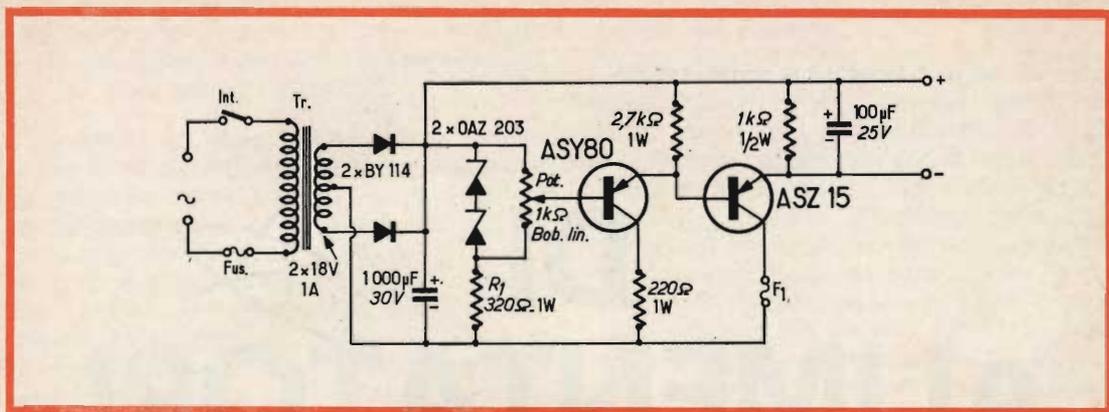



Fig. 1 - Schema elettrico dell'alimentatore stabilizzato da 1 A - 12 V e da 0 V - 500 mA, particolarmente adatto ad alimentare ricevitori o amplificatori BF di bassa o media potenza.

ne di uscita più elevata, è possibile sostituire i diodi OAZ203 (2 x 6,2 V) con degli OAZ207 (2 x 9,1 V); ma, ben inteso, si deve aumentare simultaneamente la tensione sviluppata dal secondario del trasformatore.

È anche possibile di prevedere due alimentatori dello stesso genere. Le due sorgenti, aventi le loro uscite « fluttuanti », si possono collegare in serie, e le tensioni si sommano.

Il raddrizzamento è effettuato con due diodi al silicio tipo BY114 montati su dei radiatori separati. I diodi Zener e i transistor ASY80 sono muniti di alette di raffreddamento tipo 56200 (Philips).

Il primario del trasformatore è adattato alla tensione di rete; le caratteristiche del secondario sono indicate sullo schema. Il fusibile F_1 intercalato nel collettore del transistor ASZ15 è un fusibile rapido con cartuccia di vetro, calibrato per 500 mA.

La corrente massima che può essere sviluppata in uscita è di 500 mA; il fattore di stabilizzazione è di 300 mV per 12 V.

Alimentatore stabilizzato da 2 A - 14 V e da 0 V - 1 A (o 14 V - 2 A)

Questo alimentatore è più importante e più perfezionato del precedente. Esso permette, in effetti, di ottenere delle tensioni regolabili fra 2 e 14 V con una dissipazione totale massima di 1 A, qualunque sia la tensione di uscita scelta.

Inoltre, una commutazione ausiliaria permette di ottenere una dissipazione massima di 2 A per una tensione di uscita fissa di 14 V.

Lo stadio di uscita (vedere fig. 2) comporta due transistor ASZ15 montati in parallelo; è saggio verificare all'inizio che le loro correnti rispettive di collettore siano ben uguali. Se non è possibile confrontare all'inizio questi transistor, è sufficiente intercalare in serie con i loro emettitori rispettivi delle resistenze dell'ordine di 0,5 Ω per ottenere l'uguaglianza delle due correnti di collettore. Ma è preferibile utilizzare dei transistor appaiati, la resistenza in serie nel circuito di emettitore tende a diminuire il fattore di regolazione del sistema.

Il transistor ASY80 (2) è montato con un'aletta di raffreddamento tipo 56265 (Philips); mentre l'altro, ASY80 (1) può essere dispensato. I tre diodi Zener OAZ203 sono montati con delle alette di raffreddamento del tipo 52200 (Philips).

Il secondario principale del trasformatore deve fornire 2 x 19 V e 2,5 A; al contrario l'altro secondario di 2 x 30 V non essendo destinato che alla creazione della tensione di riferimento non può essere previsto che per 50 mA. F_1 è un fusibile rapido con cartuccia di vetro, calibrato per 2 A. È con l'apertura dell'interruttore Int.

2 che si ottiene la posizione « 14 V fisso/ /2 A ».

La variazione della tensione regolata (stabilizzata) è dell'ordine di 200 mV sulla gamma delle tensioni di uscita da 2 a 14 V/1 A e di 500 mV sulla posizione fissa 14 V a una corrente di 2 A.

Note importanti

1°) Nei montaggi precedenti (fig. 1 e 2), i transistor di uscita (Tipo ASZ 15), devono essere fissati su un radiatore termico isolato elettricamente dal telaio, o essere fissati sul telaio ma interponendo allora sotto ciascun transistor una apposita rondella di mica.

2°) In questi due alimentatori, la condizione di funzionamento più difettosa del o dei transistor di uscita, vale a dire quella in cui la dissipazione è massima, corrisponde alla corrente massima di uscita con una tensione di uscita minima. È per questa ragione che i valori minimi delle tensioni di uscita utilizzabili sono stati rispettivamente limitati a 1 V e a 2 V.

3°) La stabilizzazione della tensione di uscita è ottenuta con un transistor regolatore funzionante in serie e comandato da una tensione di riferimento ottenuta con l'aiuto dei diodi Zener o altri dispositivi. Se una variazione della corrente si produce durante l'utilizzazione, la tensione di uscita tenderà ad allontanarsi dalla tensione di riferimento applicata sulla base del transistor regolatore. Nello stesso tempo la tensione « base-emettitore » di questo transistor va crescendo o diminuendo, secondo il caso, di qualche decina di millivolt, causando anche una variazione della resistenza interna « emettitore-collettore » del transistor serie, in un senso tale che la variazione della tensione di uscita (presa sull'emettitore) tende ad essere compensata. La tensione d'ingresso (applicata sul collettore) può debolmente variare a causa delle fluttuazioni dovute alla resistenza della sorgente (raddrizzatori, avvolgimenti di trasformatori), a causa delle tensioni residue di ondulazione, e a causa delle variazioni della tensione di rete; malgrado ciò la tensione di uscita sull'utilizzatore deve restare costante e uguale a 200 mV circa

Fig. 2 - Schema elettrico dell'alimentatore stabilizzato da 24-14 V e da 0 A - 1 V.

Fig. 3 - Schema elettrico dell'alimentatore stabilizzato da 34 V - 1,5 A.

sulla tensione di riferimento scelta, tanto che la tensione d'ingresso è superiore alla tensione di uscita.

Alimentatore stabilizzato da 34 V - 1,5 A

Lo schema di questo montaggio è rappresentato sulla fig. 3. Si deve disporre di una tensione di riferimento da 34 V a 200 mV circa. Nell'alimentatore presente, questa tensione di riferimento è ottenuta con un dispositivo comprendente un transistor NPN tipo AC 127 e un diodo al silicio BA 114 studiato per la stabilizzazione delle polarizzazioni fisse a bassa tensione. La tensione di riferimento è prodotta da una corrente di collettore del transistor AC 127 di 10,4 mA nella resistenza da 3,3 kΩ (5%). Questa corrente di collettore deve restare praticamente indipendente dalle variazioni della tensione « collettore-emettitore » se la tensione « base-emettitore » (o la corrente di base) di questo transistor AC 127 resta stabile. Per assicurare questa costanza, si utilizza un diodo BA 114. La corrente in senso diretto di questo diodo, nel caso presente, è di 2 mA circa; per una variazione di corrente da 1,5 a 2 mA, la variazione di tensione ai suoi capi è di 20 mV.

Si regola la corrente di collettore del transistor AC 127 e di conseguenza, la tensione di riferimento ottenuta ai capi della resistenza di 3,3 kΩ con l'aiuto di una resistenza regolabile nel circuito di emettitore di questo transistor.

La resistenza di 10 kΩ disposta fra lo emettitore del transistor AC 127 e il capo (—) di uscita ha unicamente il compito di diminuire la resistenza interna della sorgente di alimentazione.

Allo scopo di caricare il meno possibile la sorgente di riferimento, uno stadio tampone amplificatore a transistor AC 128 è intercalato fra questa sorgente e la base del transistor regolatore AD 140.

Il transistor AC 127 è fissato su una piastra di alluminio da 1 mm di spessore e di 15 cm^2 di superficie formante un radiatore termico. Si può senza inconvenienti montare il transistor AC 128 sullo stesso radiatore. Infine, il transistor stabilizzatore AD 140 è montato su un radiatore fatto di una piastra di alluminio di 65 cm^2 di superficie.

Le caratteristiche del trasformatore di alimentazione sono le seguenti:

Sezione del nucleo: 2,5 x 2,5 cm = = 6,25 cm^2.

Dimensioni dei lamierini e spessore del pacchetto: 7,5 cm x 6,25 cm x 2,5 cm (lamierini normalizzati 2,6 W/kg).

Primario: 2 volte 660 spire (per 115 o 230 V); filo di rame smaltato da 25/100 di millimetro; collegamento in serie o in parallelo degli avvolgimenti.

Secondario: 220 spire; filo di rame smaltato da 8/10 di mm. La tensione alternata

efficace del secondario del trasformatore è stata fissata a 38 V, alfine di tener conto delle fluttuazioni. Questa tensione è raddrizzata con un ponte comprendente due diodi BYY20 e due diodi BYY21.

Il fusibile F_1 è un fusibile rapido con cartuccia di vetro, calibrato per 1,5 A.

Le caratterisiche principali di questo alimentatore sono le seguenti:

Tensione continua stabilizzata = 34 V

Corrente continua massima = 1,5 A

Resistenza interna di alimentazione = = 0,8 Ω·

Potenza disponibile massima da = 51 W

Alimentatore stabilizzato da 15 V - 3 A

Proponiamo un ultimo montaggio il cui schema è rappresentato in fig. 4. Questo alimentatore sviluppa una tensione stabilizzata di 15 V con una corrente che può raggiungere 3 A.

F_1 e F_2 sono dei fusibili rapidi, con cartuccia di vetro, calibrati rispettivamente per 1 A e 3 A. I due transistor AC 128 sono montati su elette di raffreddamento tipo 56227 (Philips).

Il transistor AD 149 è montato su un radiatore in alluminio annerito avente una superficie di 140 cm² (spessore 3 mm).

Il raddrizzamento a doppia alternanza è effettuato con due diodi al silicio a giunzione diffusa tipo BYY21, ciascun diodo è fissato su un radiatore da 8 cm².

La regolazione in serie comprende il transistor di potenza AD 149 (Q_1) e il transistor AC 128 (Q_2) in un montaggio con l'uscita sull'emettitore; il guadagno B_1 - B_2 è dell'ordine di 1600. Una resistenza R_6 di 3,9 Ω a filo da 16 W, è disposta in parallelo sul transistor Q_1 alfine di ridurre la potenza dissipata al collettore, specialmente quando la tensione d'ingresso è del 10% più elevata della tensione nominale.

Una compensazione supplementare della tensione di ondulazione residua è ottenuta con l'aiuto degli elementi R_1 C_1; si regola la resistenza variabile R_1 per ottenere l'ondulazione minima per retroazione.

La corrente nel partitore formato dalle resistenze R_2, R_3 e R_4 deve essere circa cento volte maggiore della corrente di base del transistor comparatore Q_3. All'ingresso di questo comparatore, la tensione è di 5,2 V. La sorgente di riferimento è il diodo Zener tipo BZ100 (5 V).

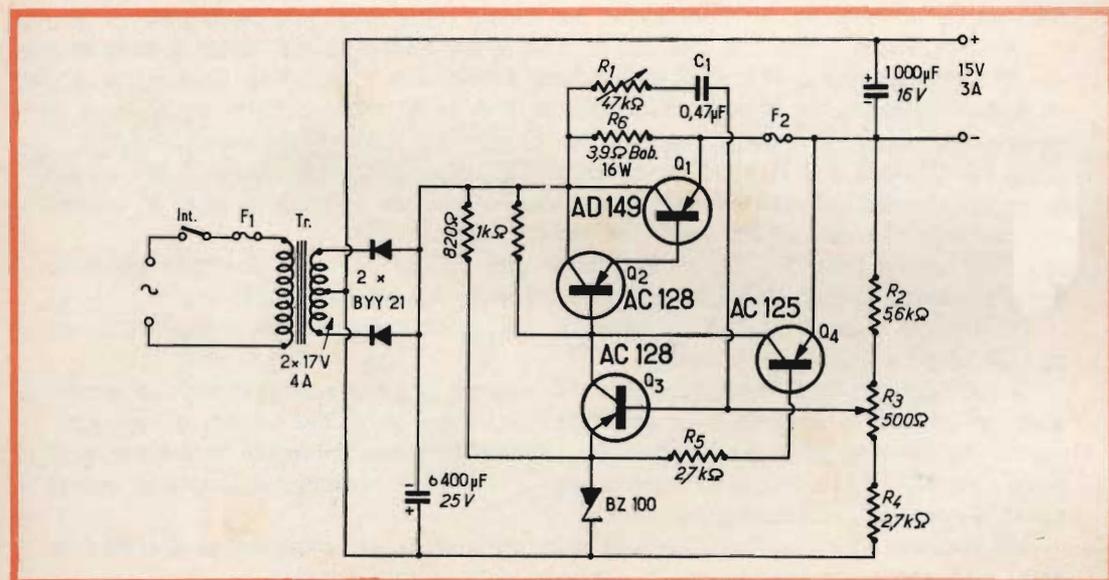



Fig. 4 - Schema elettrico dell'alimentatore stabilizzato da 15 V - 3 A.

Il montaggio di protezione previsto in questo alimentatore è semplice, poco costoso e molto soddisfacente. Si utilizza un solo transistor AC 125 (Q_4).

In caso di cortocircuito sull'uscita, il transistor Q_4 si satura in corrente. L'ingresso del regolatore è collegato al collettore di questo transistor; così la tensione d'ingresso del regolatore in serie diventa quasi nulla e, di conseguenza, il regolatore si blocca. La corrente di base è limitata dalla resistenza R_5. La corrente nella resistenza R_6 e nel fusibile F_2 aumenta temporaneamente, ma quest'ultima si fonde rapidamente. L'esperienza ha provato che questo montaggio di protezione era sufficiente.

Conclusione

Gli alimentatori che abbiamo descritto si possono adattare a degli impieghi molto generali. Ma, li raccomandiamo in modo particolare quando si tratta di alimentare degli amplificatori BF a transistor che vogliono essere di alta fedeltà. Sappiamo che tali alimentatori stabilizzati non sono sempre utilizzati in questo caso particolare, per il fatto che la resistenza interna propria dei raddrizzatori moderni al silicio e degli avvolgimenti del trasformatore resta debole. Non si deve dimenticare che le variazioni di rete non sono più compensate e che la tensione di alimentazione varia con le chiamate importanti della corrente dell'amplificatore in funzionamento.

Di qui, la nascita delle distorsioni, che non si possono ammettere in alta fedeltà.

Di conseguenza, l'impiego di un alimentatore stabilizzato su un amplificatore « Hi-Fi » è praticamente indispensabile.

(Da « Le Haut Parleur » 6704)

La International Rectifier ha organizzato una conferenza stampa per presentare un nuovo componente della famiglia dei diodi controllati, destinato a modificare completamente le tecniche di regolazione nel campo delle macchine elettriche.

Il componente « nuovo », risultato di anni di esperienze, è il « TRIAC di potenza ».

E' sottinteso che la IR non ha inventato il TRIAC, ma è la prima Compagnia che ne abbia costruito uno di potenza. Il TRIAC di potenza viene definito attualmente la sommatoria di tutti i migliori processi tecnologici nel campo dei semiconduttori.

Il TRIAC della IR è 20 volte più potente di qualsiasi altro componente simile acquisibile attualmente sul mercato; infatti può controllare una potenza di 8500 W, avendo una corrente nominale di 200 A eff. con tensioni fino a 1000 V.

Con l'avvento del TRIAC, per la prima volta, le macchine di controllo potranno avere un unico componente per la regolazione in corrente alternata.

Il sistema è paragonabile, in effetti a due diodi controllati in antiparallelo, ma con un unico elettrodo di controllo.

I vantaggi ottenibili sono grandissimi e in primo luogo una semplificazione sostanziale nei circuiti di innesco e la possibilità di ridurre parte dei sistemi di raffreddamento. Per esempio in un « cicloconverter » trifase vengono impiegati normalmente 18 diodi controllati con altrettanti radiatori, con il TRIAC i componenti possono essere ridotti a nove ed i radiatori a tre soli.

Si può ben dire che con l'avvento di questi componenti rivoluzionari è stata scoperta una nuova dimensione per il controllo delle grandi potenze.

insegna elettronica

Riportiamo a puro titolo informativo la descrizione di un circuito adatto a produrre una animazione con l'accensione e lo spegnimento di un certo numero di lampadine per la formazione di un'insegna luminosa o per altre applicazioni.

Si tratta di produrre una animazione con l'accensione e lo spegnimento di un certo numero di lampadine.

Per poter alimentare questo dispositivo si fa un generatore di impulsi la cui natura sarà determinata con lo studio seguente.

Si deve produrre l'animazione rappresentata in fig. 1. Scomponiamo il fenomeno in diversi intervalli di tempo, schematicamente si ha:

Intervallo (t_0 — t_1) n° 2, n° 5, n° 8 accese (= G_1) vedere fig. 1.

Intervallo (t_1 — t_2) n° 3, n° 6, n° 9 accese (= G_2)

Intervallo (t_2 — t_3) n° 4, n° 7, n° 1 accese (= G_3)

Intervallo (t_3 — t_4) n° 5, n° 8, n° 2 accese (= G_1)

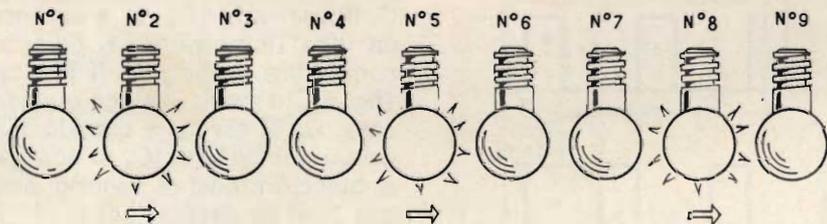



Fig. 1 - Esempio di animazione di alcune lampadine.

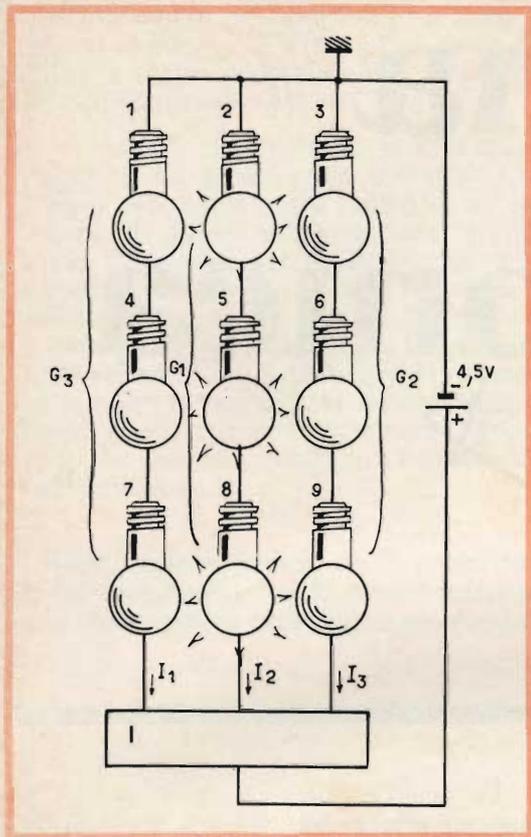



Fig. 2 - Metodo di collegamento delle lampadine per ottenere un'insegna elettronica. I = interruttore elettronico.

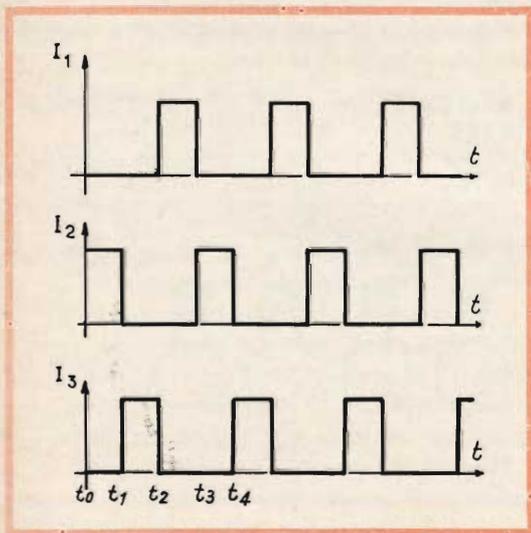



Fig. 3 - Segnale fornito dall'interruttore elettronico di fig. 2.

Si deve notare:

1°) che l'intervallo ($t_3 — t_4$) è equivalente all'intervallo ($t_0 — t_1$) ossia il ciclo è chiuso.

2°) che non si cambierà in nulla il funzionamento accoppiando ciascun gruppo di lampadine G_1, G_2 e G_3 separatamente.

Precisiamo che le lampadine sono da 1,5 V — 0,1 A.

Le considerazioni ci riportano allo schema a blocchi (fig. 2) in cui l'interruttore elettronico fornirà il segnale rappresentato in fig. 3.

Montaggio a impulsi funzionante con interruttore elettronico.

Lo schema

Il suo schema è rappresentato in fig. 4, c'è una specie di multivibratore (T_1, T_2, T_3), che fornisce i tre segnali, amplificati in potenza da T_4, T_5 e T_6, rispettivamente ai tre gruppi di lampadine G_1, G_2 e G_3.

Il principio di funzionamento

Il suo principio di funzionamento, vicino a quello del multivibratore, è il seguente.

Quando si mette l'apparecchio sotto tensione i tre transistor (T_1, T_2 e T_3) iniziano a condurre senza tuttavia oscillare. Per poter far iniziare le oscillazioni è sufficiente premere sul pulsante P.

In effetti, durante la prima fase (P premuto), T_1 è bloccato, ciò che permette a C_2 di caricarsi (fig. 5) e durante la seconda fase (P rialzato), T_1 diventa di nuovo conduttore inducendo il bloccaggio di T_2 (fig. 6). In modo analogo quando T_2 è bloccato, C_8 si carica e quando T_2 diventa di nuovo conduttore (C_2 si scarica su R_2) T_3 si blocca; e così di seguito, scattano dunque così le oscillazioni.

Si constata, dopo la spiegazione sommaria del principio di funzionamento, che il segnale fornito da ciascun transistor corrisponde a quello di fig. 3 cambiato di segno.

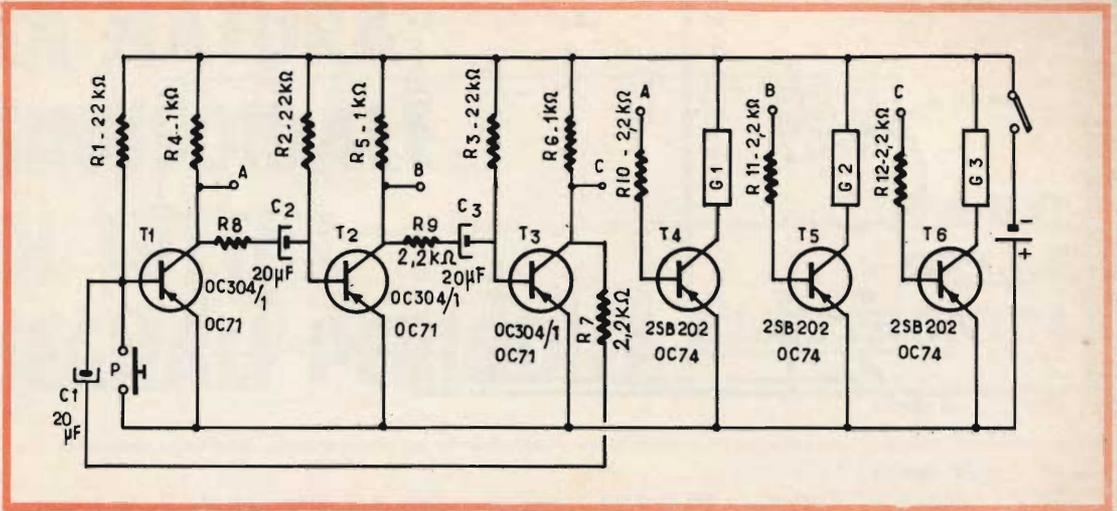



Fig. 4 - Schema elettrico del circuito che fornisce i tre segnali ai tre gruppi di lampadine G_1, G_2 e G_3.

Valore dei componenti

$R_1 = R_2 = R_3 = 22$ kΩ	$C_1 = C_2 = C_3 = 20$ μF
$R_4 = R_5 = R_6 = 1$ kΩ	$T_1 = T_2 = T_3 =$ OC304/1 (OC71)
$R_7 = R_8 = R_9 = 2{,}2$ kΩ	$T_4 = T_5 = T_6 =$ 2SP202 (OC74)
$R_{10} = R_{11} = R_{12} = 2{,}2$ kΩ	$G_1 = G_2 = G_3 =$ 3 lampad. da 1,5 V - 0,1 A in serie.

Per rimediare a questo inconveniente, è sufficiente di aggiungere dopo ciascun transistor uno stadio invertitore che ha un triplo ruolo:

1) Invertire il senso del segnale;

2) Separare l'oscillatore delle lampadine;

3) Amplificare in potenza.

Cablaggio (fig. 7)

Il cablaggio si effettua su una piastrina in bakelite come indicato in fig. 7 e nel modo seguente:

— Le resistenze si salderanno fra i capi indicati qui:

R_1 fra 2a e 11b, R_2 fra 4a e 14b,

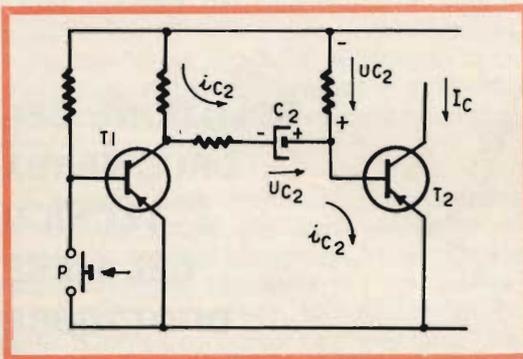



Fig. 5 - Schema di principio atto a comprendere il funzionamento del circuito.

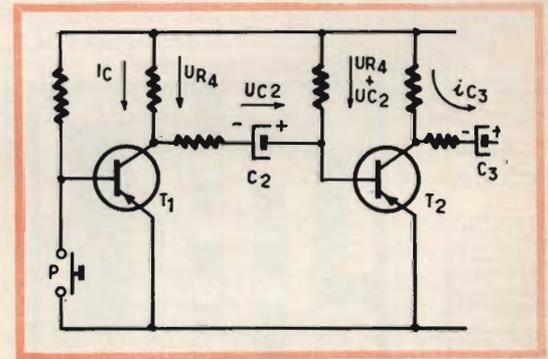



Fig. 6 - Altro circuito di principio.

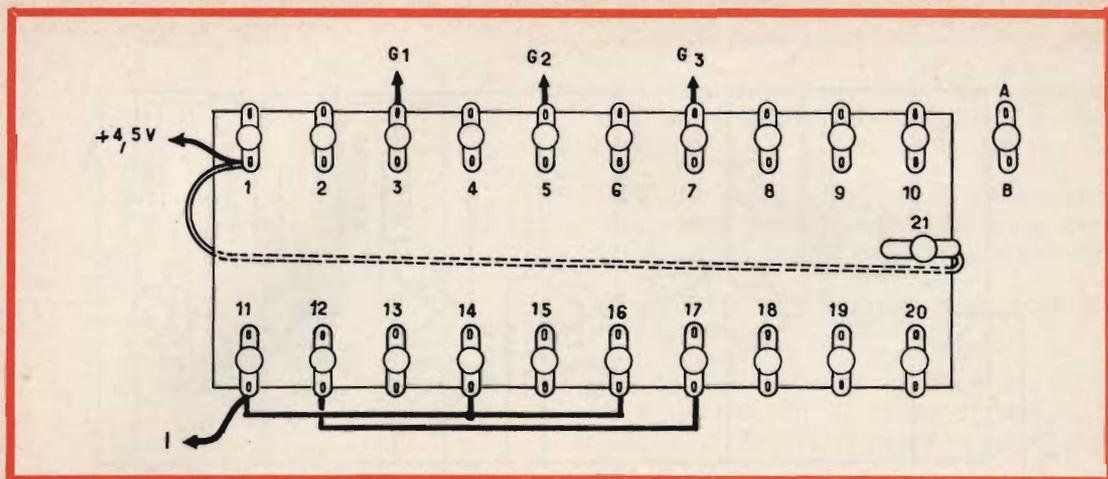



Fig. 7 - Piastrina per il cablaggio del circuito. I = all'interruttore e al punto comune G_1, G_2 e G_3.

R_3 fra 6a e 16b,
R_4 fra 3a e 11b,
R_5 fra 5a e 14b,
R_6 fra 7a e 16b,
R_7 fra 7a e 17b,
R_8 fra 3a e 13b,
R_9 fra 5a e 15b,
R_{10} fra 3a e 8a,
R_{11} fra 5a e 9a,
R_{12} fra 7a e 10a.

Il polo positivo dei condensatori elettrolitici si orienta verso i lati superiori.
C_1 fra 2a e 12b,
C_2 fra 4a e 13b,
C_3 fra 6a e 15b.

Dopo aver fatto i collegamenti restanti indicati sulla fig. 7 e dopo averli tutti saldati, si mettono i transistor come segue:

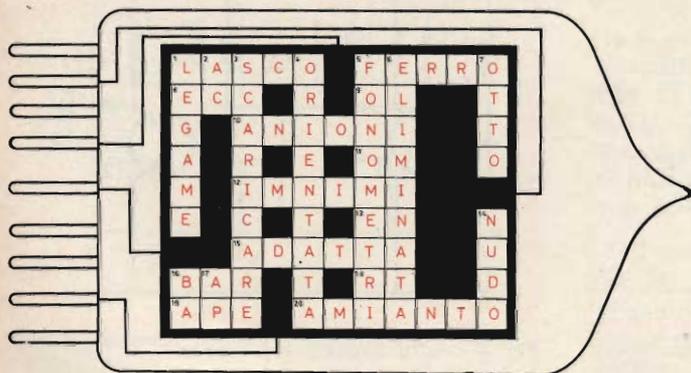
a) 3 x OC304/1 (OC71)
— tutti gli emettitori in 1b;
— le basi di T_1, T_2 e T_3 rispettivamente in 2b, 4b e 6b...;
— ... e i collettori in 3b, 5b e 7b.

b) 3 x OC74
— tutti gli emettitori in 21
— le basi di T_4, T_5 e T_6 rispettivamente in 8b, 9b e 10b...;
— ... e i collettori in 18b, 19b e 20b.

Si verifica un'ultima volta il cablaggio prima di provare il montaggio. Quando il montaggio è sotto tensione, le lampadine devono essere tutte spente; premendo sul pulsante P, esse iniziano a condurre se tutto va bene.

Conclusione

Speriamo che questa realizzazione non sarà che un preludio a un buon numero di applicazioni che i lettori potranno trovare secondo le varie esigenze.

(Da « Radio Plans » 6701)

SOLUZIONE DEL CRUCIVERBA TECNICO DEL MESE DI OTTOBRE

LA NATURA SINUSOIDALE DI TUTTI I SEGNALI PERIODICI

L'A.B.C. DELLA ELETTRONICA

Parte VIII

Continuiamo la nostra spiegazione dei segnali alternati e periodici utilizzati in elettronica, trattando questa volta la natura sinusoidale di tutti i segnali periodici e dando qualche nozione sulla larghezza di banda e sul suo metodo di misura.

Un fatto essenziale, dimostrato da Fourier, e fondamentale in tutte le scienze, è il seguente: tutti i segnali periodici di frequenza f possono essere considerati come una somma di segnali sinusoidali di numero infinito, di frequenze f, 2f, 3f... la cui ampiezza e fase possono essere diverse da un termine all'altro.

Praticamente, per ricostruire un segnale periodico di forma data, per esempio, il segnale C di fig. 1, è sufficiente, con una buona « approssimazione » della forma perfetta, prendere un numero finito di termini, per esempio 10.

Il segnale così ricostituito si avvicinerà al segnale ideale che avrà utilizzato un numero di termini maggiore. Se il segnale ricostituito non comporta più dei termini sinusoidali composti, si constateranno delle differenze, come per esempio, per il segnale C: parti curve invece di rette, angoli arrotondati, ecc. Il segnale non perfetto può sempre essere utilizzato in numerose applicazioni.

A causa della forma sinusoidale dei componenti (termini) di un segnale periodico, è chiaro che tutti gli amplificatori che sono convenienti ai segnali sinusoidali composti, debbano essere convenienti anche alla loro somma che è il segnale periodico considerato.

Teoricamente, l'amplificatore dovrà convenire a tutte le frequenze da zero fino all'infinito, ma in pratica come si è già detto, è sufficiente che esso amplifichi fino a una certa frequenza chiamata limite superiore.

D'altra parte il limite inferiore può essere zero o una certa frequenza che dipende dalla forma del segnale periodico da amplificare. Di conseguenza, gli amplificatori possono essere caratterizzati dal loro comportamento all'amplificazione dei segnali sinusoidali.

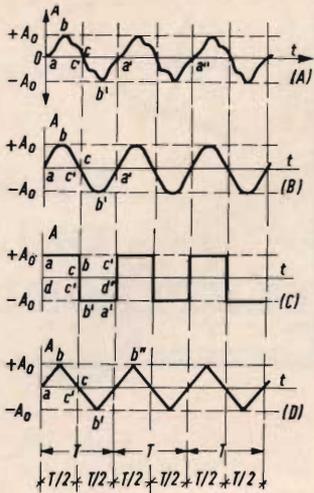
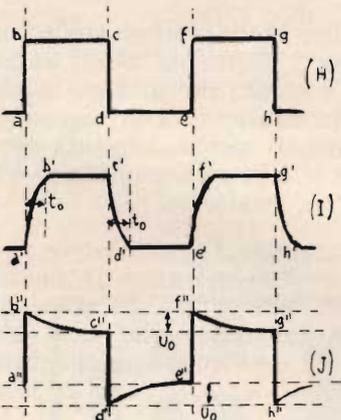



Fig. 1 - Rappresentazione grafica di segnali alternati.

Metodi dei segnali rettangolari

Esiste anche un altro metodo, detto diretto, che consiste nell'esaminare il comportamento di un amplificatore ai segnali rettangolari. Si studia con questo metodo come l'amplificatore riproduce due generi di segnali:

1° - un segnale che cresce bruscamente durante un tempo nullo, come per esempio a'-d'-c' (fig. 1C) o che decresce bruscamente come b-c-b' della stessa figura.

2° - un segnale il cui valore si mantiene costante come a-b oppure b'-a' (ancora fig. 1C).

Esaminiamo i tre segnali (H), (I) e (J) di fig. 2. Il segnale perfetto da amplificare è H. Esso comporta delle parti crescenti o ascendenti come a-b, c-d ecc. e delle parti « orizzontali », vale a dire corrispondenti a delle ampiezze costanti come b-c, d-e, ecc.

La presenza negli amplificatori, dei circuiti integratori e dei circuiti differenziatori, ha per effetto la deformazione di queste parti rettilinee.

I circuiti integratori agiscono sulle salite e le discese brusche che diventano delle salite e delle discese aventi una certa durata che è il tempo di salita (o di discesa) del segnale, come si vede dalla fig. 2 (I).

D'altra parte, i circuiti differenziatori hanno effetto sul mantenimento dell'ampiezza. Così, la parte b-c del segnale H diventa b''-c'' del segnale J. Si può allora definire il valore U_0, il quale è « discesa » l'ampiezza (o è « la salita »).

Quando studieremo gli amplificatori deformanti, noi vedremo che se si vogliono ottenere, con l'aiuto di circuiti R L C associati o meno a questi tubi, delle tensioni di forma determinata, è possibile utilizzare le proprietà dei circuiti differenziatori e integratori dosando il loro effetto combinato, a partire da altri segnali di cui si dispone. Per il momento, ci atterremo agli amplificatori « fedeli », vale a dire quelli dai quali si esige la minore deformazione possibile dei segnali.

Fig. 2 - Segnale rettangolare da amplificare (H); sotto l'azione di un circuito integratore esso diventa come il segnale (I) mentre sotto l'azione di un circuito differenziatore esso diventa come il segnale (J).

La nozione di « larghezza di banda »

Se si adotta il metodo basato sul teorema di Fourier per analizzare le proprietà di un amplificatore e per la sua compren-

sione si terrà conto del modo in cui esso amplifica i segnali sinusoidali. Questo « metodo » si traduce praticamente dalla lunghezza di banda dell'amplificatore che può essere determinata dalla curva di risposta di quest'ultimo.

Il montaggio tipico di misura è indicato dalla fig. 3 e alcune forme di curve di risposta sono mostrate in (A) e (B) di fig. 4. Il montaggio di misura comprende un generatore, l'amplificatore di cui si vuole conoscere la curva di risposta, e un indicatore, che darà i valori numerici delle ampiezze ottenute all'uscita dell'amplificatore, permettendo di costruire le curve di risposta.

Il generatore, la cui composizione sarà studiata in seguito, è un apparecchio che dà all'uscita dei segnali periodici di forma, frequenza e ampiezza determinati.

Nel caso del montaggio di fig. 3, il generatore fornisce dei segnali sotto forma di tensioni sinusoidali di cui si può regolare a volontà l'ampiezza e la frequenza. Regoliamo l'ampiezza a un valore costante E_O e facciamo variare la frequenza f fra due limiti, f_O, limite inferiore, e f_S, limite superiore. Il segnale, vale a dire, la tensione è amplificata e l'indicatore permette di conoscere la tensione di uscita di ampiezza A variabile.

Consideriamo poi le curve di risposta di fig. 4. Si constata che a una frequenza f_O si ha la massima tensione A_O. Da una parte e dall'altra di f_O il segnale di uscita

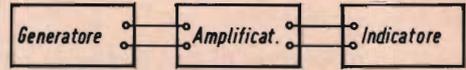



Fig. 3 - Montaggio tipico di misura.

diminuisce. Per $f = f_2$ o $f = f_3$, la sua ampiezza è del 30% più piccola, esattamente 0,707 A. In seguito per delle frequenze f_1 e f_4 non è più che 0,5 A.

Si possono allora definire due specie di bande:

Banda B (3 dB) corrispondente ai limiti f_2 e f_3 per le quali il segnale è 0,707 volte il segnale massimo. Siccome 0,707 volte corrisponde a 3 dB si indica questa banda con B (3 dB). Allo stesso modo, si definisce B (6 dB) corrispondente alle ampiezze 0,5 A_O, 0,5 volte corrispondente a 6 dB.

In modo più preciso, se lo si esprime in guadagno, si devono considerare i decibel corrispondenti a 1, 0,707 e 0,5 volte quelli che danno rispettivamente 0 dB, — 3 dB, e — 6 dB. Se si esprime in attenuazione, le attenuazioni rispettive sono 1, 1,414 e 2 volte alle quali corrispondono 0, +3 e +6 dB. Le curve (A) e (B) della fig. 4 sembrano identiche. In realtà, la

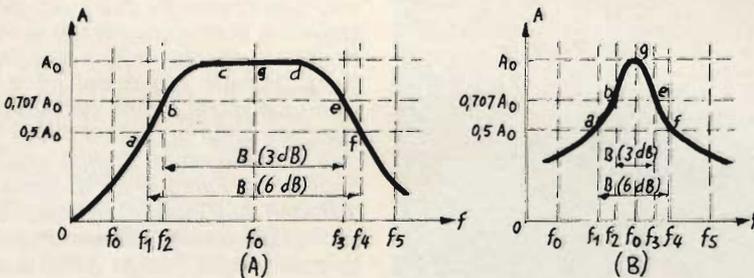



Fig. 4 - Curve tipiche di risposta della larghezza di banda di un amplificatore BF e VF (A) e di un amplificatore accordato (B).

curva (A) presenta una retta orizzontale estesa e corrisponde alla risposta di amplificatori di bassa frequenza (BF) o di video frequenza (VF).

Negli amplificatori BF e VF, f_1 e f_2 sono vicine a zero, per esempio 25 e 50 Hz, mentre f_3 e f_4 sono dell'ordine di 10.000 Hz in BF e di 10 MHz in VF. La tensione massima di uscita A_O può essere costante fra due frequenze corrispondenti ai punti **c** e **d**.

La curva (B) rappresenta la risposta di un amplificatore accordato su f_O. Questi sono generalmente degli amplificatori nei quali f_1 e f_2 non sono vicini a zero.

Così per un amplificatore RF di radio, si può avere $f_O = 455$ kHz, $f_2 = 452$ kHz e $f_3 = 458$ kHz. In un amplificatore RF di televisione si potrà avere: $f_O = 200$ MHz, $f_2 = 190$ MHz e $f_3 = 210$ MHz.

Amplificatori

Gli schemi degli amplificatori per alternata e, in modo più generale, per segnali periodici, possono essere diversi da quelli utilizzati in continua, essendo quest'ultimo un caso particolare di amplificatori.

Negli amplificatori per segnali periodici, si può utilizzare un numero elevato di « tubi » (valvole o transistor) e il collegamento fra i tubi può comportare dei tagli in continua costituiti da condensatori. Sono questi condensatori che limitano la banda verso le frequenze vicine allo zero.

Altri condensatori inclusi nei collegamenti fra i tubi o nei tubi stessi, limitano il valore della frequenza dal lato delle frequenze elevate come indicheremo nelle prossime puntate di questa rubrica.

(Da « Le Haut-Parleur » 6705)

RECENSIONE

G. Mannino Patanè - GUIDA PRATICA DELL'OPERATORE CINEMATOGRAFICO - ed. Hoepli

Questo volume, giunto alla settima edizione contiene tutto ciò che può interessare coloro che si dedicano alle riprese ed alle proiezioni cinematografiche.

Tra gli argomenti trattati, e che possiamo definire di attualità, abbiamo rilevato quelli dedicati alla cinematografia da 35 e 70 mm, alle fotogiunzioni, ai fotoelementi, alle lampade a gas xenon ed infine alle riprese cinematografiche effettuate tramite la televisione a circuito chiuso od in ampex.

Un indice, di oltre 900 voci, infine fa assumere al volume funzioni di una vera e propria enciclopedia tecnica nel campo della cinematografia.

MILANO - Nella mattinata di martedì 3 ottobre, alla presenza delle più alte autorità cittadine, è stata inaugurata in viale Fulvio Testi 327 la Filiale Philips per la Lombardia.
Il tradizionale taglio del nastro e la benedizione dei locali hanno dato l'avvio ufficiale alla nuova unità operativa che si inserisce nella rete commerciale Philips costituita sino ad oggi di 12 Filiali e da 4 Centri Commerciali, dislocati sull'intero territorio nazionale.
Il Signor Gerrit Hanneman, amministratore delegato della Philips italiana ha illustrato alle autorità presenti il significato della rafforzata presenza Philips nella metropoli milanese e nella regione che assorbe la più rilevante aliquota del mercato italiano.
Successivamente gli invitati ed i giornalisti hanno visitato l'edificio.

LO SVILUPPO DELLA TELEGRAFIA IN INGHILTERRA

Continuiamo la nostra panoramica sulla nascita della telegrafia, occupandoci questa volta dello sviluppo subito dal telegrafo elettrico in Inghilterra, dove Cooke e Wheatstone ebbero una parte molto attiva nell'evoluzione di questo mezzo di comunicazione.

Lo sviluppo del telegrafo elettrico in Inghilterra e la sua applicazione pratica sono quasi interamente dovuti agli sforzi di W. F. Cooke e Charles Wheatstone. Visitando Heidelberg nel 1836, Cooke aveva seguito una dimostrazione di uno degli apparecchi di Schilling e ne divenne profondamente impressionato in vista delle possibilità commerciali di un telegrafo elettrico. Di ritorno in Inghilterra, egli provò senza troppo successo a realizzare diversi tipi di telegrafi e sentì il bisogno di assicurarsi l'aiuto di una guida scientifica. Egli consultò Faraday, il quale lo indirizzò a Wheatstone, professore al « King's College » di Londra. Wheatstone aveva egli stesso sperimentato un certo tipo di telegrafo elettrico e tutti e due decisero, in vista dei loro mutui interessi, di unire i loro sforzi.

Il primo telegrafo sviluppato con successo da Cooke e Wheatstone comprendeva cinque indici verticali ruotanti su degli assi verticali e disposti a rombo su un quadrante segnato con le lettere dell'alfabeto (fig. 9). Ciascuno dei cinque indici porta sul suo asse un piccolo magnete posto in una bobina di filo sulla parte posteriore del quadrante; delle chiavi sul davanti dell'apparecchio sono collegate in modo tale che ciascun indice possa essere deviato a volontà a sinistra o a destra; l'indice corrispondente al ricevitore lontano subisce la stessa deviazione.

La determinazione di una lettera qualunque si fa con la deviazione di due degli indici in direzioni opposte, l'intersezione dei prolungamenti dei due indici indica la lettera considerata. Ci fu una ingegnosa combinazione di codice binario (il quale non utilizzava che due movimenti, sinistro o destro) e del codice a localizzazione simile a quello proposto da C.M. Soemmerring e Ampere, con degli indicatori separati per ciascuna lettera: esso necessitava di cinque fili di collegamento (più un ritorno di terra) come l'apparecchio di Schilling, ma esso permetteva una lettura rapida e diretta delle lettere trasmesse, ciò che non richiedeva che un po' di abi-

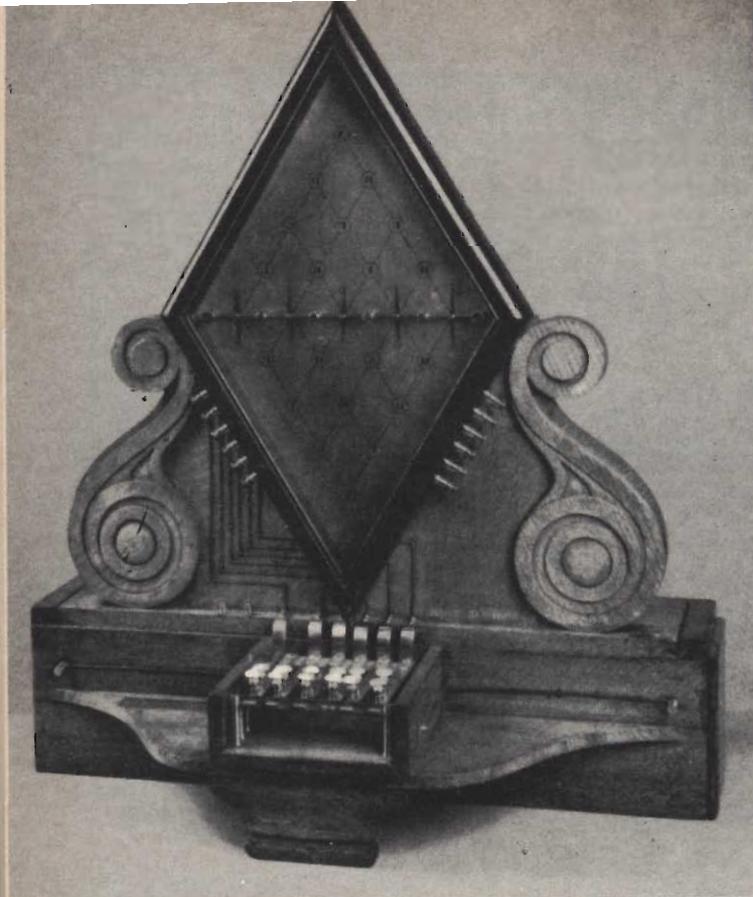



Fig. 9 - Telegrafo a cinque indici, di Cooke e Wheatstone. Si vede qui uno dei due apparecchi originali realizzati nel 1837 per delle dimostrazioni e utilizzato in seguito dal 1839 al 1843 sulla rete ferroviaria Great Western.

lità; ciascuno poteva apprendere e servirsi di esso in pochi minuti.

Due di questi apparecchi furono costruiti nell'agosto 1837 e il loro funzionamento fu dimostrato ai direttori della linea ferroviaria Londra-Birmingham su una distanza di circa 2,5 km. Benchè queste dimostrazioni furono coronate da successo, alcuni dei direttori non furono convinti della necessità di tali comunicazioni e l'installazione fu smontata. Tuttavia l'anno seguente, Cooke riuscì a persuadere i direttori di un'altra compagnia, la Great Western, di adottare il telegrafo e nel luglio 1839 una installazione fu realizzata fra la stazione di Paddington a Londra e West Drayton, distante circa una ventina di chilometri. Questa linea era equipaggiata dello stesso paio di apparecchi a cinque indici, che funzionavano così bene che nel 1842 la linea fu prolungata fino a Slough (uno di questi apparecchi rappresentato in fig. 9, è attualmente al « Science Museum » di Londra; fino a questi ultimi tempi, si erano perse tutte le tracce del secondo apparecchio, ma si è potuto ritrovare al Museo Postale di Berlino-Est).

Noi abbiamo descritto l'apparecchio a cinque indici come una combinazione di economia di fili da una parte e, dall'altra parte, di utilizzazione di un codice semplificato. Con l'esperienza pratica del telegrafo, si comincia a capire che dopotutto la semplicità di lettura non era più realmente essenziale e che si poteva raggiungere una maggiore velocità di trasmissione con degli operatori specializzati lavoranti con un codice in apparenza più complicato e un sistema non comprendente che uno o due indicatori. Seguendo questa idea, Cooke ritirò nel 1842 gli apparecchi a cinque indici da Great Western e li rimpiazzò con un sistema non comprendente che due indici. Ciascuna lettura era segnalata da una sequenza

di deviazioni momentanee verso sinistra o verso destra di uno o dei due indici, in modo molto simile a quello usato in precedenza da Gauss e Weber. Il codice necessitava naturalmente di una certa pratica degli operatori, ma il sistema aveva una velocità superiore di tre volte: oltre alla riduzione del prezzo di costo (meno fili e apparecchi più semplici) esso permetteva una velocità di trasmissione maggiore di 22 parole al minuto.

Il successo del telegrafo a due indici sulla «Great Western» favorì i rapidi progressi nelle altre parti dell'Inghilterra. Cooke aveva già ricevuto l'ordine di una installazione telegrafica sulla ferrovia Blackwall nel 1840, nel 1843 una linea collegava Norwich e Yarmouth, Londra era collegata a Gosport e Southampton nel 1845 e a Douvres nel 1846.

Da allora il telegrafo cominciò ad attirare l'attenzione del pubblico e si produssero degli eventi, nel 1845, che contribuirono fortemente a una comprensione popolare dei servizi che il telegrafo poteva rendere alla comunità.

Una donna era stata assassinata nella sua casa del sobborgo di Slough e il suo assassino era stato visto prendere il treno alla stazione di questa località per Paddington. Un messaggio fu immediatamente inviato a Paddington con il telegrafo elettrico di modo che all'arrivo del treno, l'uomo fu riconosciuto e più tardi arrestato. Il suo processo sollevò un enorme interesse e dopo che fu stato riconosciuto colpevole e impiccato, si disse dappertutto che « John Tawell era stato impiccato dal telegrafo elettrico ».

Meno spettacolare, ma anche più importante, fu l'applicazione rapidamente trovata dal telegrafo, alla politica. Un telegrafo a due indici, la cui presentazione esterna era stata adattata all'architettura del centro, fu installato nella sala ottogonale della casa dei comuni nel 1846 dall'« Electric Telegraph Company » e utilizzava per la trasmissione e la ricezione dei messaggi relativi ai lavori parlamentari (fig. 10).

Il telegrafo elettrico aveva così acquistato il diritto di cittadinanza in Inghilterra; noi non dobbiamo più insistere, ma non possiamo trascurare di ricordare un

Fig. 10 - Telegrafo a due indici, portante dei caratteri gotici e montato in una cornice riccamente decorata. Questo telegrafo fu installato nella sala ottogonale della casa dei Comuni nel 1846.

interessante sviluppo che sarebbe seguito quanto prima.

Mentre Cooke comprese fin dall'inizio che una interpretazione facile di segnali aveva meno importanza dell'economia e

che non era più essenziale una velocità elevata di trasmissione, il suo compagno Wheatstone sembrava essere sempre stato in favore di una forma di telegrafia a lettura diretta.

Si realizzò nel 1840 ciò che egli chiamò

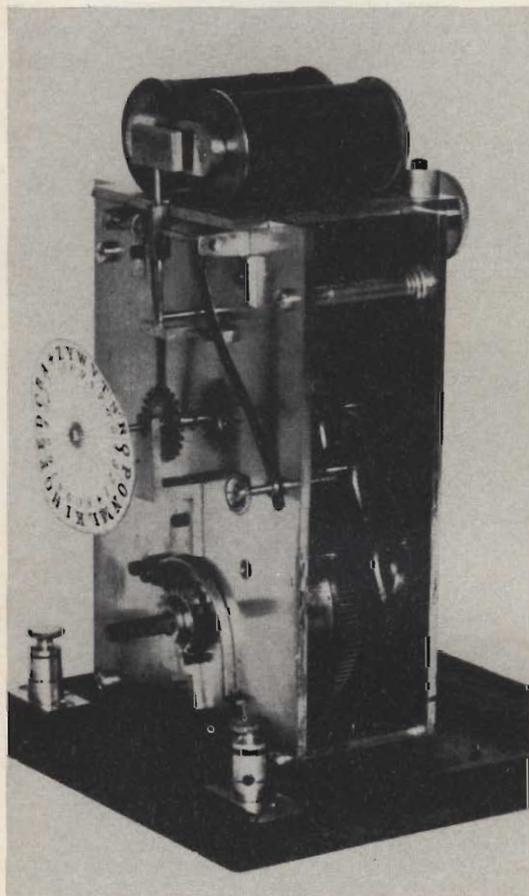



Fig. 11 - Telegrafo «A.B.C.» di Wheatstone (1840) basato sullo scappamento elettromagnetico: un elettromagnete eccitato da impulsi di corrente provenienti dal trasmettitore provoca una rotazione passo-passo di un disco di carta portante delle lettere e delle cifre e trainato da un meccanismo a orologeria.

un telegrafo A.B.C. (fig. 11). Esso non comprendeva che un solo filo, lungo il quale degli impulsi di corrente erano inviati per eccitare un'elettrocalamita posta nel ricevitore. Questo elettromagnete comandava lo scappamento di un meccanismo d'orologeria, ciò che provocava la rotazione di un disco di carta che portava sulla sua periferia le lettere dell'alfabeto; questa rotazione si effettuava passo-passo, sul retro di una piccola finestra, una data lettera si fermava per un istante dietro di essa. A parte il fatto che la scala dei tempi era arbitraria e irregolare, questo sistema era realmente molto vicino al « codice nel tempo » di Chappe e di Ronalds, con il quale esso aveva in comune degli svantaggi che i nostri specialisti di calcolatori chiamerebbero un « tempo di accesso » troppo lungo.

L'anno seguente, nel 1841, Wheatstone trasformò l'apparecchio in telegrafo stampante! In questo apparecchio il « disco a lettura » fu sostituito da una ruota di caratteri, vale a dire una disposizione circolare di aste e da un martelletto sul retro di questa ruota (fig. 12). Avendo raggiunto la posizione richiesta per una data lettera, un segnale separato veniva utilizzato perché il martelletto battesse il carattere corrispondente su un foglio di carta posto su un tamburo, quest'ultimo compiva un movimento laterale e rotatorio come sulle macchine da scrivere moderne.

Benché questo apparecchio sia molto ingegnoso, non si aveva bisogno in quell'epoca di telegrafi scriventi. Wheatstone non ne costruì che due, che furono da allora dimenticati durante più di cento anni nelle cantine del «King's College» di Londra, dove furono scoperti e riconosciuti qualche anno or sono.

Ben più tardi nel 1858, Wheatstone brevettò una realizzazione interamente nuova del telegrafo A.B.C. Benché complicato, questo apparecchio (fig. 13) era costruito in modo meraviglioso, esso era molto sicuro e restò popolare molto a lungo sulle linee telegrafiche pubbliche e private, dove il basso volume di traffico si opponeva all'impiego di operatori molto specializzati. Alcuni furono tenuti in funzionamento fino al 1920.

(Da « Revue Technique Philips » 26 N. 5/6)

Fig. 12 - Telegrafo stampante di Wheatstone (1841). Questo è uno sviluppo del telegrafo passo-passo della figura 11. Un esemplare ancora più perfezionato e in ordine si trova al « Science Museum » di Londra.

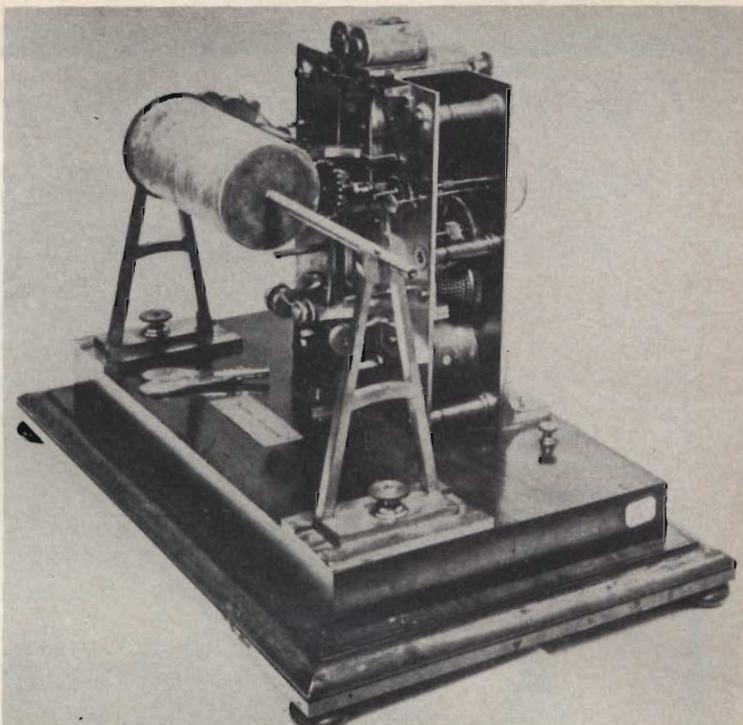
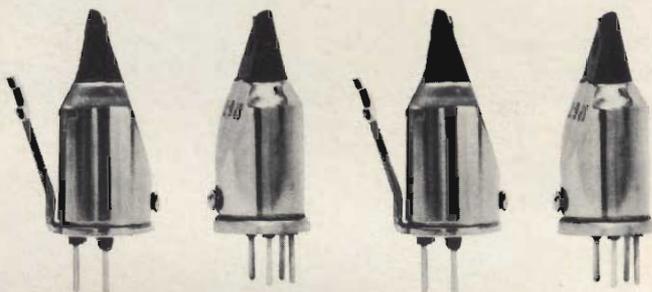



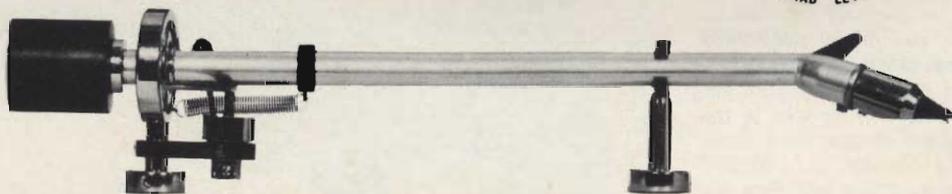
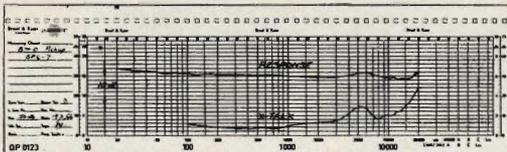
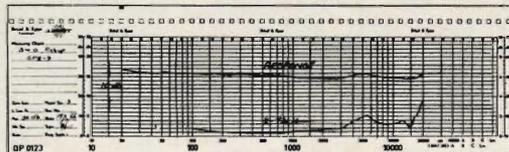
Fig. 13 - Telegrafo A.B.C. di Wheatstone (1858). Come quello della fig. 11, esso utilizza un meccanismo passo-passo, ma molto migliorato. In trasmissione l'operatore girava costantemente la manovella che provocava la trasmissione di una serie continua di impulsi di corrente. Per trasmettere una data lettera, l'operatore premeva sul pulsante corrispondente; questo faceva spostare gli indici alle due stazioni, sotto l'influenza degli impulsi di corrente, nel senso delle lancette di un orologio fino a che questi si fermavano di fronte alla lettera scelta. Questa forma d'apparecchio è restata in funzionamento in certi distretti rurali della Gran Bretagna fino al 1920.

I pick-up stereo della B & O a 15°
sono conosciuti in tutto il mondo come le migliori testine.

La B & O è la casa che quattro anni fa ha sviluppato l'idea delle testine stereo con inclinazione della puntina di 15°, oggi universalmente usata per l'incisione di tutti i dischi stereo.

Per ottenere la riproduzione ideale anche la testina deve avere la medesima inclinazione.

Ci sono quattro tipi: SP7 per l'installazione con un braccio B & O, SP6 per il montaggio con bracci di altre case, ed infine SP8 e SP9, con puntine ellittiche, per la riproduzione di dischi con la massima fedeltà.

PICK-UP STEREO B & O TIPI SP6, SP7, SP8, SP9.

A/S BANG & OLUFSEN PRODUKTIONSSELSKAB
LEVERANDØR TIL DET KONGELIGE DANSKE HOF
B&O
Det danske kvalitetsmærke

BRACCIO B & O TIPO ST/L 15°.

Curva di frequenza e di separazione per la SP6 e SP7.

Curva di frequenza e di separazione per la SP8 e SP9.

GARANZIA QUALITÀ PREZZO

9ª Parte - a cura di L. Cascianini

CORSO DI TELEVISIONE A COLORI

Riassunto

La tecnica della modulazione in quadratura è stata introdotta per poter far trasportare da una sola portante due distinti canali di informazione: il segnale differenza di colore del rosso *e il segnale differenza di colore del* blu. *Per il tecnico del bianco e nero questo sistema di modulazione è nuovo per il fatto che egli è abiuato a estrarre (demodulare) da una portante (modulata o in ampiezza o in frequenza)* una sola *informazione.*

Per esempio, dalla portante F.I. video bianco e nero egli ricava mediante semplice rettificazione, il segnale video*; dal segnale intercarrier a* 5,5 MHz *egli ricava in un rivelatore a rapporto (giacché si tratta di modulazione di frequenza) il segnale audio.*

Con l'introduzione della modulazione in quadratura egli trova al rivelatore video del ricevitore TVC, oltre al normale segnale video (segnale di luminanza) anche un altro segnale con frequenza di 4,43 MHz. *Questo segnale in forza di* questo *sistema di modulazione risulta modulato in ampiezza e fase. Più precisamente noi sappiamo che al rivelatore si trovano le* bande laterali *di questo segnale, dato che la frequenza* portante *viene soppressa in trasmissione. Grazie alla modulazione in quadratura, se si applica questo segnale a* 4,43 MHz *a due stadi demodulatori* speciali *a ciascuno dei quali venga iniettata un'oscillazione di* 4,43 MHz *sfasata l'una rispetto all'altra di 90°, all'uscita di questi due demodulatori potremo avere le due informazioni distinte di cui abbiamo parlato in precedenza, e cioè il segnale differenza di colore del* rosso (V) *ed il segnale differenza di colore del* blu (U).

Da un solo segnale *quindi modulato di fase e di ampiezza, come lo è appunto il segnale di crominanza a* 4,43 MHz, *abbiamo estratto, grazie alla modulazione in quadratura avvenuta in trasmissione, due segnali distinti e indipendenti tra loro.*

Il lettore non creda che ci siamo soffermati un po' troppo su questi argomenti. Egli deve pensare, che il sistema di trasmissione PAL (a differenza del SECAM nel quale la portante a 4,43 MHz *viene* modulata in frequenza *da* un *solo segnale differenza di colore alla volta) adotta in pieno la modulazione in quadratura NTSC da noi descritta, con la differenza che mentre nel sistema NTSC le « portanti » modulate dai segnali differenza di colore sono sfasate di 90° tra di loro* in tutte le righe del quadro, *nel sistema PAL* in una riga *abbiamo la modulazione NTSC mentre* nella riga successiva, *la portante modulata dal segnale differenza di colore del rosso, cambia di polarità, e cioè subisce un'inversione di fase di 180°. Nella riga successiva ritorna la modulazione NTSC, e nella successiva ancora la modulazione PAL, e così via. Il PAL è tutto qui. Come si vede esso non è altro che una « variante » dell'NTSC.*

Abbiamo parlato tante volte della **portante del colore.** Di questa portante sappiamo ormai quasi tutto. Sappiamo cioè che essa « nasce » dalla somma di due « portanti » sfasate di 90° mcdulate in ampiezza dai segnali differenza di colore ridotti, rispettivamente del rosso (V_R—V_Y oppure V) e del blu (V_B — V_Y oppure U).

Sappiamo che in seguito alla somma di queste « portanti » in quadratura modulate in AM, la portante risultante (portante del colore o sottoportante) risulta modulata in ampiezza ed in fase. La modulazione di ampiezza trasporta l'informazione riguardante la saturazione mentre la modulazione di fase trasporta l'informazione riguardante la tinta del colore trasmesso. Sappiamo infine che questa portante viene soppressa al suo nascere e che le due precedenti modulazioni rispettivamente di ampiezza e di fase vengono perciò a trovarsi sulle **bande laterali di questa portante**. Questa portante viene soppressa, poiché diversamente arrecherebbe non poco disturbo ai televisori in bianco e nero che vogliono ricevere le trasmissioni a colori (esigenza della compatibilità).

Questa soppressione della portante complica maledettamente il progetto del ricevitore a colori. Raddrizzando infatti mediante il solito diodo, le bande laterali della portante del colore così come le ritroviamo all'uscita del normale rivelatore video del ricevitore, non è possibile riottenere i due segnali differenza di colore del rosso e del blu che in trasmissione erano stati « nascosti » sotto forma di modulazione di fase e di ampiezza nelle bande laterali di questa portante soppressa. Occorre assolutamente la presenza della portante che dovrà quindi essere **ripristinata** nel ricevitore. Attenzione! Questa portante dovrà avere **la stessa frequenza** e, quello che è ancora più difficile, **la stessa fase** della portante soppressa in trasmissione. Non basta quindi un oscillatore a quarzo che oscilli alla frequenza della portante soppressa. Un oscillatore a quarzo, anche supponendo che lavori sulla stessa frequenza della portante soppressa non potrà affatto assicurare che anche la fase dell'oscillazione prodotta **coincida** con la fase della portante del colore presente nel trasmettitore. **Questo oscillatore ha bisogno quindi assolutamente di un impulso di sincronismo**, come appunto ha bisogno dell'impulso di sincronismo l'oscillatore di riga per mantenere in passo la scansione della riga del ricevitore con la scansione della riga del trasmettitore.

Nel segnale-composto che, nel trasmettitore, va a modulare la portante video, subito dopo l'impulso di sincronismo di riga, e precisamente sul piedistallo posteriore dell'impulso di spegnimento di riga, viene inserito pertanto un secondo impulso di sincronismo: l'**impulso di sincronismo del colore** (fig. 99). Esso non è altro che un « treno di oscillazioni » prelevato al trasmettitore dalla portante del colore.

Alla cadenza di riga, il ricevitore riceverà **prima l'impulso che sincronizza** l'oscillatore di riga, **e subito dopo**, una decina di oscillazioni che hanno **la stessa frequenza e la stessa fase** della portante soppressa e che, attraverso un sistema di confronto identico a quello usato per sincronizzare l'oscillatore di riga, sono in grado di controllare l'oscillatore a quarzo in maniera che la sua frequenza e la sua fase siano identiche a quelle della portante soppressa in trasmissione (fig. 100). Questo treno di oscillazione è chiamato « burst ». La parola corrispondente in italiano sarebbe « salva » come salva o sparo di cannone. Attenzione! La fase di queste oscillazioni è in anticipo di 180° rispetto alla fase della « portante » modulata del segnale differenza di colore del blu (fig. 101).

Una piccola anticipazione sul PAL

PAL vuol dire « righe con fase alterna » (**P**hase **A**lternation **L**ine). Abbiamo visto fino a questo punto che per ogni riga di scansione, noi trasmettevamo un segnale di luminanza, « a cavallo » del quale avevamo messo l'oscillazione della portante del colore modulata in fase e in ampiezza. Questa portante del colore era stata ottenuta modulando in AM due « portanti » sfasate di 90° con i segnali differenza di colore V e U. Questa differenza di fase di 90° esistente tra queste due portanti era mantenuta **per tutte le righe** di un quadro. Secondo il sistema PAL invece in una riga abbiamo la **modulazione NTSC**

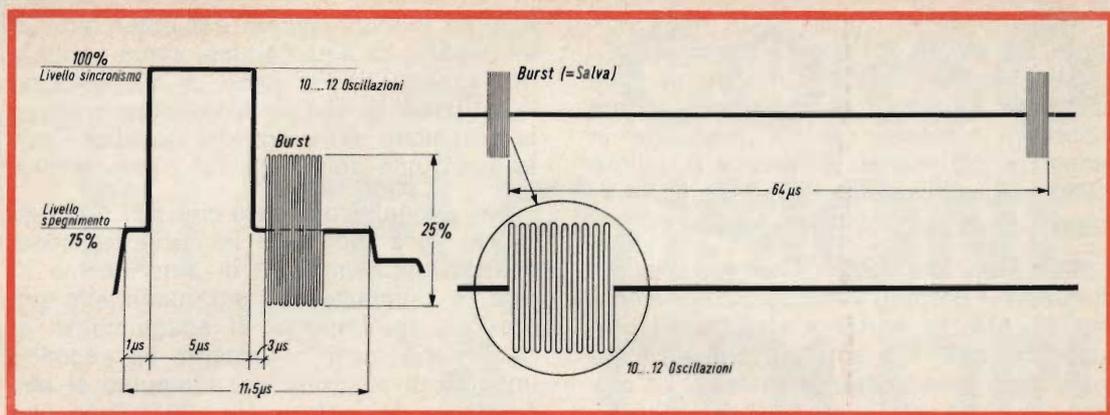



Fig. 99a - La soppressione della portante del colore in trasmissione crea il problema di ripristinare nel ricevitore questa portante soppressa, poiché soltanto iniettando con opportuna fase questa portante rigenerata nei due demodulatori sincroni è possibile ricuperare i segnali modulanti, e cioè i due segnali differenza di colore del rosso e del blu. Ma la portante rigenerata perché possa esplicare questo compito deve possedere **la stessa frequenza e la stessa fase** della portante soppressa. L'oscillatore che la produce ha bisogno quindi di essere sincronizzato non solo in frequenza ma anche in fase. Questo compito è assolto dalle poche oscillazioni del burst le quali, essendo per così dire una piccola parte della portante soppressa, sono in grado, mediante circuiti di confronto, di sincronizzare in frequenza e fase il segnale dell'oscillatore della portante rigenerata. Questo « treno di oscillazioni » viene posto su ogni impulso di sincronismo di riga.
Fig. 99b - Ecco come appare il burst all'uscita dello stadio separatore del burst (analogo allo stadio separatore dei sincronismi in un televisore bianco e nero).

(che noi già conosciamo) mentre nella riga successiva abbiamo la **modulazione PAL**, la quale differisce dalla modulazione NTSC semplicemente per il fatto che **la « portante » modulata dal segnale V anziché essere 90° in anticipo rispetto alla portante modulata dal segnale U si trova ora 90° in ritardo** (fig. 102). **Tutto qui. Un'immagine ricevuta secondo il sistema PAL avrà quindi una riga con modulazione « classica » NTSC e la riga successiva con modulazione PAL, e così via, alternativamente per tutta la scansione di un semiquadro e di quello successivo** (figura 103). Il lettore potrà dire, ma a che cosa serve questo cambiamento della polarità (1) della « portante » del segnale V ogni seconda riga? Non possiamo dire di più. Abbiamo già anticipato troppo. Possiamo invece rispondere alla seconda domanda che logicamente ci porrebbe un attento lettore. Se il trasmettitore PAL, trasmette, **una riga con modulazione NTSC ed una riga con modulazione PAL**, come farà il ricevitore ad individuare o a identificare, la riga con modulazione NTSC, da quella invece avente modulazione PAL? Ed eccoci ritornati al punto di partenza, e cioè al « burst ».

In realtà il «burst» del PAL non solo serve a dare **la giusta frequenza e fase all'oscillatore** che nel ricevitore ripristina la portante soppressa necessaria per estrarre dalle bande laterali del segnale di crominanza i primitivi segnali differenza di colore V e U, ma dovrà anche portare una seconda informazione, e cioè dovrà **dire al ricevitore** quale è la riga con modulazione NTSC e quale invece la riga con modulazione PAL. Come fa? Semplicissimo. Le oscillazioni del burst-PAL anziché avere **per tutte le righe** una differenza di fase di 180° rispetto alla fase della « portante » modulata dal segnale U, in una riga avran-

(1) Abbiamo detto cambiamento di polarità e cioè da positiva la fase diventa negativa. Infatti da + 90° a — 90 si hanno 180° e una variazione di 180° in un'onda sinusoidale vuol dire il passaggio da una semionda positiva (+) ad una semionda negativa (—).

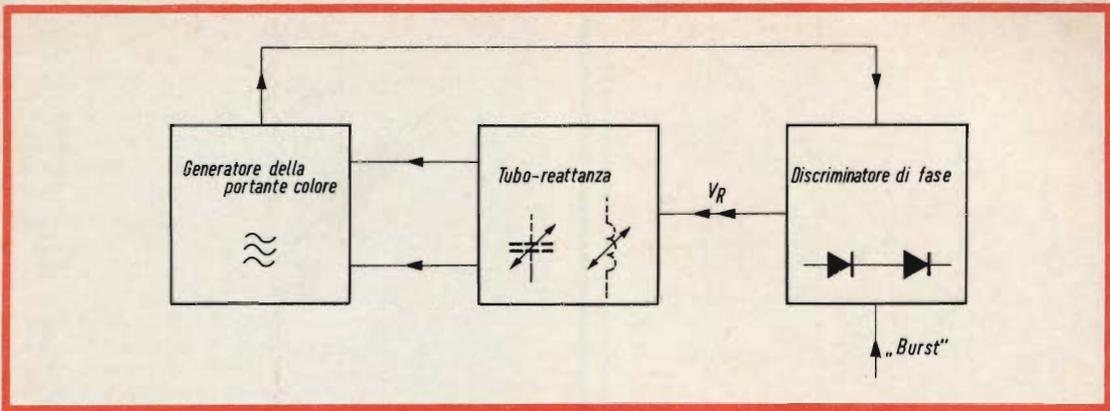



Fig. 100 - Il confronto tra la frequenza e la fase del segnale dell'oscillatore locale e la frequenza e la fase del segnale dl burst avviene in uno stadio discriminatore di fase. La tensione continua che si produce all'uscita di questo stadio (la cui polarità dipende dalla maggiore o minore differenza di fase tra le due oscillazioni), viene applicata ad un tubo a reattanza capace di far variare la frequenza e la fase del segnale dell'oscillatore locale della portante del colore rigenerata.

no, sempre rispetto alla fase di questa portante, una differenza di fase di 135° **e nella riga successiva** una differenza di fase di 225° (fig. 104). Questo burst « alternante » è in grado di dare quel segnale che serve al ricevitore per **identificare** e distinguere la riga NTSC dalla riga PAL.

Queste anticipazioni sul PAL, non potevamo non darle occupandoci del segnale del burst.

Ora che sappiamo quali mezzi vengono usati per sincronizzare in frequenza e fase la portante rigenerata nel ricevitore, vediamo un po' perché a questa portante del colore si è assegnata una frequenza formata da un numero con tante cifre (4.29687,5 MHz) e che, con i decimali aggiunti, ci dà l'impressione di un numero accuratamente calcolato!

Una interessante scoperta

Il problema di fare « stare dentro al canale assegnato alle attuali trasmissioni in bianco e nero » anche la portante modulata in ampiezza e fase che trasporta l'informazione aggiuntiva del colore, non sarebbe stato certamente risolto senza la scoperta di due illustri tecnici della BELL SYSTEM. Questi signori si chiamano Pierre Mertz e Frank Gray. Studiando il processo di scansione di riga impiegato per trasmettere le fotografie (telefotografia) e le immagini della televisione scoprirono che l'energia prodotta durante la scansione di un'immagine viene concentrata **tutta** ad intervalli regolari lungo lo

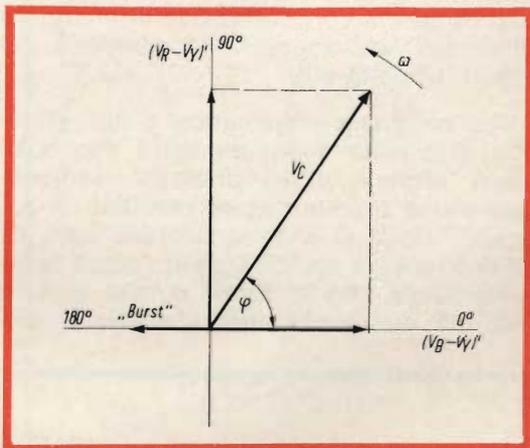



Fig. 101 - La fase dell'oscillazione del burst, pur avendo la stessa frequenza delle portanti in quadratura modulate dai segnali differenza di colore, ha una sua fase propria, la quale come risulta dal diagramma vettoriale è di polarità opposta (variazione di 180°) rispetto all'oscillazione della « portante » modulata dal segnale differenza di colore del blu ($V_B - V_Y$).

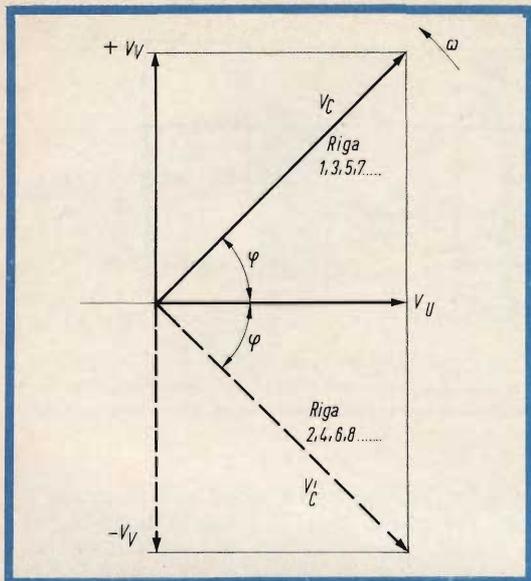



Fig. 102 - La differenza essenziale tra il sistema NTSC e il PAL sta semplicemente in questo. Secondo il sistema NTSC per **tutte** le righe di un quadro abbiamo **una « portante »** modulata in ampiezza dal segnale differenza di colore del blu che viene sommata ad **un'altra « portante »** modulata dal segnale differenza di colore del rosso, la cui fase è anticipata di 90° rispetto alla prima « portante ». **Questa differenza di fase si mantiene in tutte le righe.** Secondo invece il sistema PAL, in una riga abbiamo il sistema di modulazione anzidetta, e cioè NTSC, mentre nella riga successiva la « portante » modulata dal segnale differenza di colore del rosso viene invertita di polarità (180°), e così di seguito, **una riga con modulazione NTSC cui segue una riga con modulazione PAL.**

spettro di frequenza occupato. Poterono inoltre accertare che questi punti di concentrazione dell'energia della scansione cadevano in corrispondenza di frequenze che risultarono **multipli interi** della frequenza di scansione di riga. Questa scoperta può essere confermata con una complicata dimostrazione matematica. Noi cercheremo di dare al lettore un'idea dei motivi di questa concentrazione di energia a intervalli così regolari ricorrendo a dei concetti molto noti.

La soluzione matematica a cui abbiamo accennato sopra dimostra che qualsiasi segnale video prodotto mediante scansione di un'immagine contiene un numero infinito di onde sinusoidali pure. Ci si può rendere conto di quanto sopra detto osservando che la forma d'onda in E in fig. 105, può anche essere ottenuta sommando le onde sinusoidali pure indicate in A, B e C. Sommando infine alla forma d'onda in E, l'ottava armonica (D) della forma d'onda (A), si ottiene la forma d'onda (F).

Si noti per prima cosa che la frequenza di ciascuna delle onde sinusoidali pure ha una frequenza o uguale o armonica della frequenza di ricorrenza delle onde « irregolari » (E) o (F).

Il segnale video ha in genere una forma d'onda molto più complessa di quelle rappresentate in (E) o in (F). Ciò nonostante anch'esso può considerarsi formato da un numero infinito di armoniche ciascuna delle quali avrà una frequenza che sarà o uguale alla frequenza fondamentale ricorrente (15625 Hz) oppure una frequenza armonica di quest'ultima.

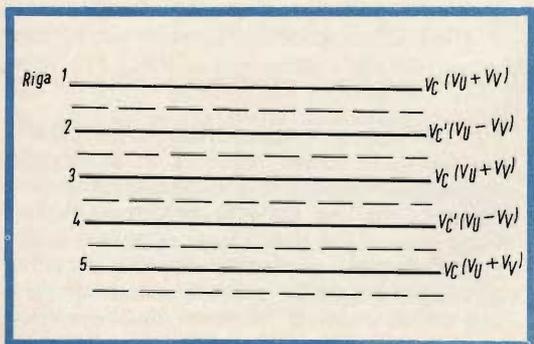
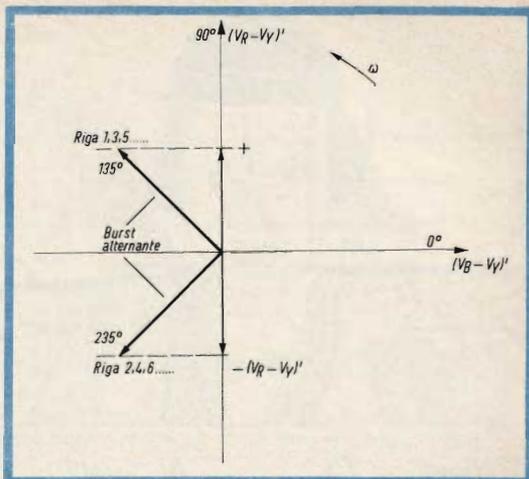



Fig. 103 - In un'immagine trasmessa secondo il sistema PAL, abbiamo una riga con modulazione in quadratura NTSC e quella successiva con modulazione PAL. Vedremo in seguito il motivo di questa « alternazione » delle righe.
Tratteggiate sono indicate le righe del secondo semiquadro (2 semiquadri (50 Hz) = = quadro 25 Hz).

Fig. 104 - L'alternazione delle righe **NTSC - PAL - NTSC - PAL** ecc.... caratteristica del sistema PAL (introdotta come vedremo in seguito per correggere le « distorsioni » del colore), va assolutamente tolta in ricezione. A ciò provvede un **commutatore** che « ribalta » nuovamente la portante invertita ripristinando le condizioni dell'NTSC. Ma il ricevitore **deve sapere** qual è la riga PAL, e cioè in quale riga esso deve riinvertire la polarità della portante. A ciò provvede lo stesso burst il quale nel PAL **variando di fase di riga in riga** oltre a sincronizzare **l'oscillatore locale** sincronizza anche il suddetto **commutatore**.

La forma d'onda del segnale video di una riga dell'immagine di fig. 106 conterrà quindi un numero infinito di onde sinusoidali pure aventi frequenze multiple della frequenza fondamentale ricorrente della forma d'onda **intera**. Siccome questa frequenza è determinata dal **ritmo** della scansione dell'immagine, la forma d'onda del segnale video prodotta in seguito alla scansione di un'immagine conterrà un numero infinito di onde sinusoidali le cui frequenze saranno armoniche della frequenza di scansione di riga (15625 Hz). Se la forma d'onda indicata in **questa** figura, potesse essere **osservata** dopo molte altre successive righe di scansione, si vedrebbe che la sua forma non cambierebbe considerevolmente. Questa forma d'onda ricorre quindi alla frequenza di scansione di riga.

Da quanto detto sopra si conclude che, per una immagine che non si muova con grande rapidità, la forma d'onda di una data riga si ripeterà durante la scansione di ciascun quadro successivo: **questa forma d'onda si ripeterà quindi anche alla frequenza di quadro**. A causa delle ripetute scansioni, si produrranno pertanto forme d'onda ricorrenti **a frequenza di quadro e a frequenza di riga**.

Siccome il segnale trasmesso è formato da forme d'onda ricorrenti a frequenza di riga e di quadro e siccome queste forme contengono un numero infinito di onde con frequenze armoniche rispettivamente delle frequenze di riga e di quadro, lo spettro di queste frequenze conterrà **una**

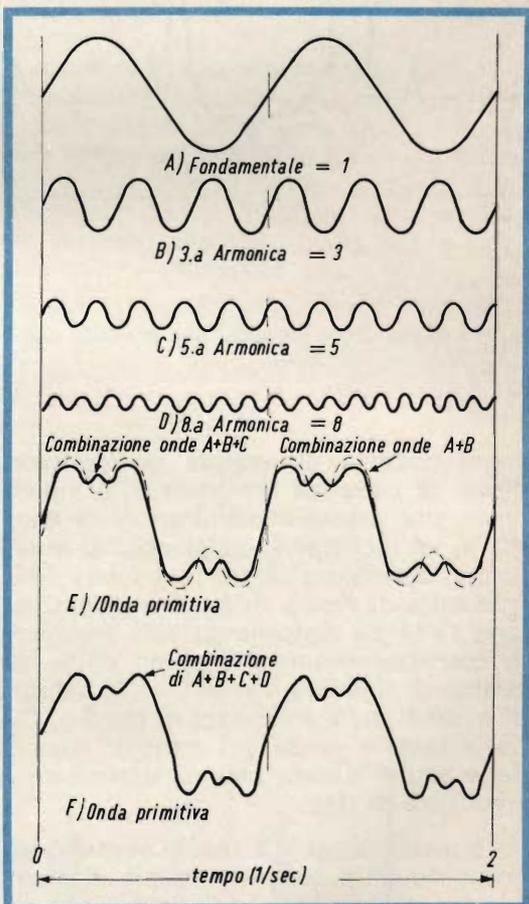



Fig. 105 - Un'onda di forma irregolare come quella indicata in E o in F ma con andamento periodico può considerarsi formata da un numero illimitato di tensioni sinusoidali pure, aventi una frequenza multipla intera della frequenza fondamentale dell'onda data.

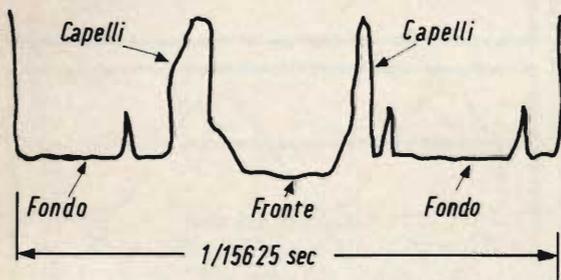



Fig. 106 - Forma d'onda del segnale di una riga di scansione passante per la fronte dell'immagine trasmessa.

concentrazione di energia in corrispondenza di ciascuna armonica. Ciò significherà che queste concentrazioni di energia si verificheranno nello spettro video in corrispondenza di multipli interi delle frequenze di riga e di quadro. In particolare, l'energia concentrata sarà maggiore in corrispondenza dei multipli della frequenza di riga che non in corrispondenza di multipli della frequenza di quadro. Ciò ovviamente a causa del maggior numero delle forme d'onda che si succedono a frequenza di riga.

Le trasmissioni in bianco e nero obbediscono quindi a questo principio di distribuzione dell'energia. La fig. 107 indica appunto le frequenze in corrispondenza delle quali si verificano queste concentrazioni di energia.

La prima cosa che balza evidente agli occhi è che per le trasmissioni in bianco e nero viene sfruttata solo **una metà** dello spettro assegnato. Questo spettro come si vede è pieno di « buchi » che si rincorrono a frequenza di riga. Nulla vietava quindi che questi « buchi » potessero essere « riempiti » con lo spettro di un altro segnale, che nel nostro caso sarebbe stata la portante del colore.

In questa maniera, metà spettro sarebbe stato occupato dal segnale di luminanza e l'altra metà dal segnale di crominanza. E così sarebbe stato risolto il problema della compatibilità in quanto in un solo canale largo 7 MHz, si sarebbero potuti sistemare « incastrati » l'uno con l'altro ma ben distinti l'uno dall'altro, i due suddetti segnali (fig. 108).

È evidente però che affinché le concentrazioni di energia del segnale di crominanza andassero a « cadere » in mezzo ai buchi lasciati vuoti dalle concentrazioni del segnale di luminanza (bianco e nero) bisognava scegliere per la portante del colore una frequenza che corrispondesse ad un multiplo **dispari** di metà della frequenza di riga.

Scelta della frequenza della portante del colore

Una volta dimostrata la possibilità di inserire la portante del colore dentro lo spettro del segnale di luminanza, si trattava di sceglierne esattamente la frequenza. Quest'ultima doveva essere scelta tenendo d'occhio due importanti esigenze:

1) Doveva essere abbastanza elevata in maniera da disturbare il meno possibile le trasmissioni a colori ricevute in bianco e nero dai televisori in bianco e nero. Piazzandola tra le frequenze elevate del segnale video, poteva più facilmente essere attenuata dalla risposta dell'amplificatore video del ricevitore in bianco e nero. Inoltre, anche se fosse riuscita a passare l'amplificatore video, sarebbe apparsa sullo schermo del cinescopio, sotto forma di piccolissimi puntini, pressoché invisibili.

2) D'altro canto non doveva essere troppo elevata, altrimenti la banda laterale superiore della portante del colore avrebbe oltrepassato i limiti di banda consentiti (fig. 109).

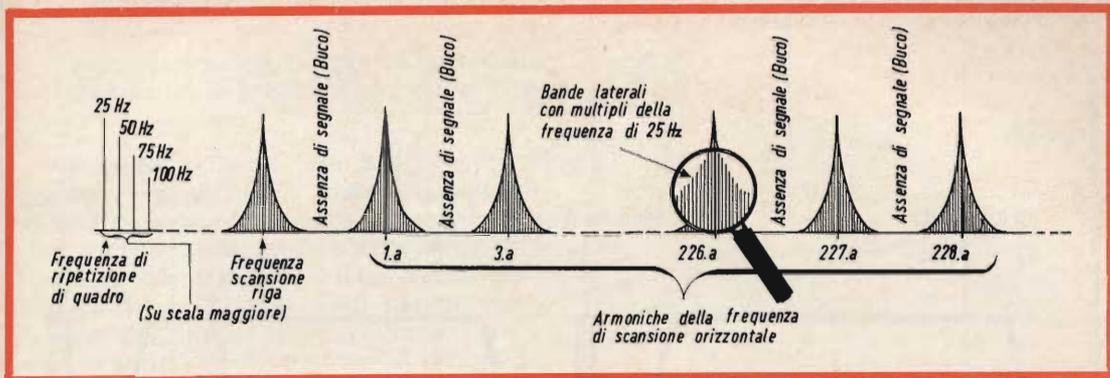



Fig. 107 - Come viene distribuita l'energia nello spettro delle frequenze di un segnale video bianco e nero.

3) Doveva essere « accoppiata » alla frequenza di riga in maniera da far « cadere » il suo spettro di frequenze dentro i « buchi » dello spettro del segnale bianco e nero, ed inoltre doveva essere scelta in maniera tale che, se in un dato punto di una riga, la semionda positiva di una sua oscillazione produceva **un punto bianco**, nella riga successiva, **sotto quello stesso punto bianco**, una semionda negativa della stessa portante doveva produrre **un punto nero**. Non solo, ma trascorsi due semiquadri, nel punto della riga dove tale oscillazione della portante aveva prodotto **un punto bianco** ora doveva produrre **un punto nero**, e così via. In questa maniera, un dato punto dello schermo sarebbe apparso all'occhio prima bianco e dopo 1/25 di secondo, nero. Parimente, sotto un punto bianco, sarebbe apparso dopo 1/50 di secondo un punto nero. Queste variazioni veloci dell'intensità luminosa di un dato punto dello schermo, a causa della persistenza delle immagini sulla retina, non vengono percepite come tali, e vengono quindi cancellate agli effetti visivi (fig. 110).

In base alle precedenti considerazioni la frequenza della portante del colore sarà da:

$$F_{port.\ colore} = (2\,n - 1)\,\frac{f_{riga}}{2} = (n - 1/2)\,f_{riga}$$

dove n = numero intero pari.

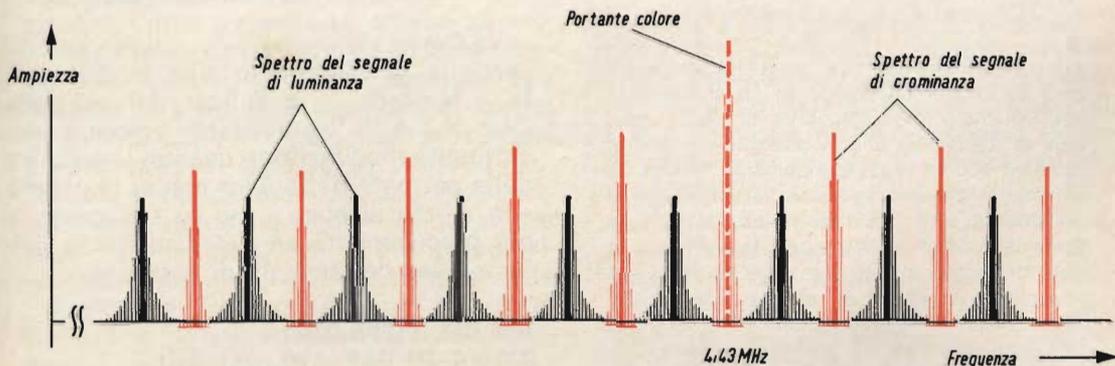



Fig. 108 - Interlacciamento o « incastramento » del segnale di crominanza (4,43 MHz) nello spettro assegnato alle trasmissioni in bianco e nero.

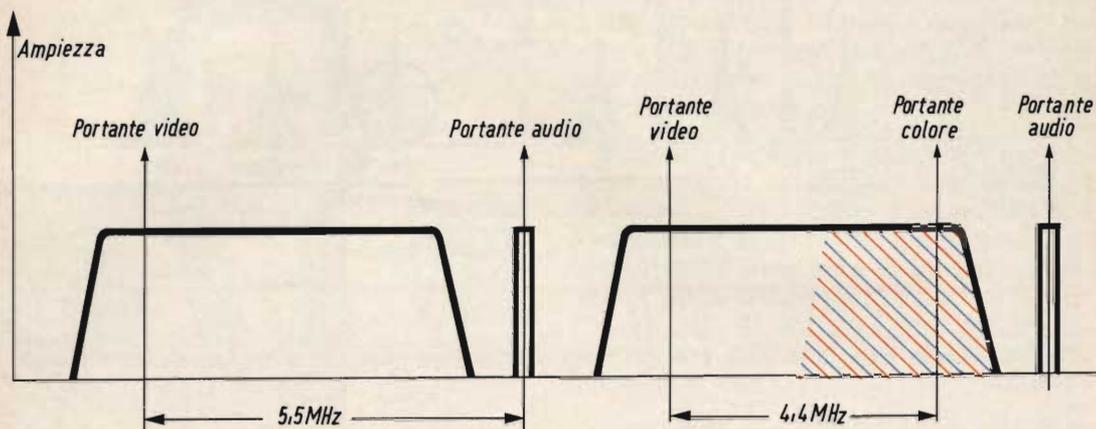



Fig. 109 - (a destra) Banda passante del segnale di luminanza e (in tratteggio a colori) banda occupata dal segnale di crominanza (4,43 MHz).

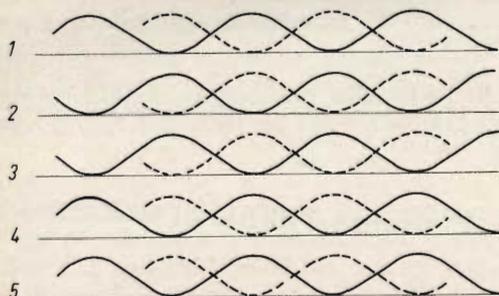



Fig. 110 - Interferenza prodotta sullo schermo di un cinescopio in bianco e nero dalla portante del colore nel caso in cui la frequenza di quest'ultima sia uguale ad un multiplo dispari di metà della frequenza di riga. I **massimi** di luminosità che la portante del colore produce su una riga (supponiamo la riga 3) vengono a trovarsi, in senso verticale, immediatamente al di sotto dei **minimi** della riga precedente (in questo caso, tenendo conto dell'interlaccio, questa riga sarebbe la 1). La cancellazione ottica di questa interferenza viene completata ulteriormente per il fatto che ogni **massimo** di luminosità viene rimpiazzato da un **minimo** di luminosità prodotto in corrispondenza dello stesso punto durante la scansione del **quadro** successivo (nella figura, indicato con un tratteggio).

Per il sistema NTSC a 625 righe si è scelto $n = 284$. Sostituendo quindi nella precedente formula al posto di n, il valore 284, avremo su ogni riga:

$n - 1/2 = 283{,}5$ periodi della portante del colore.

Essendo $f_{riga} = 15625$ Hz, per 625 righe la frequenza della portante del colore sarà:

$$F_{port.\ colore} = 15625 \times 283{,}5 = 4.429687{,}5 \text{ Hz}$$

(circa 4,43 MHz)

Vedremo che nel PAL a motivo dell'inversione di polarità di riga in riga della « portante » modulata dal segnale $(V_R - V_Y)$ o V, il precedente valore è leggermente modificato in quanto, l'armonica della portante del colore non si fa cadere « in mezzo al buco » ma da una parte, e più precisamente ad 1/4 di distanza dall'armonica del segnale di luminanza.

UN BEL RIEPILOGO PRIMA DI PARLARE DEL PAL

Il lettore potrà chiedersi perché fino a questo punto ci siamo sforzati di spiegargli come avviene la trasmissione di una immagine a colori « via radio ». La ragione

è che se non si comprende il meccanismo di trasmissione non si può comprendere assolutamente il meccanismo della ricezione.

Per poter riparare alla svelta e bene qualsiasi « macchina » bisogna comprendere il suo funzionamento e non andare, così, a caso, sostituendo meccanicamente i vari componenti, finché **dopo averli cambiati tutti** è logico che si trovi anche quello difettoso. È per questo che arrivati a questo punto, vogliamo dare al lettore (a costo di ripeterci!) una bella visione del sistema di trasmissione e di ricezione « via radio » di un'immagine a colori. Nella prossima puntata ci occuperemo esclusivamente del PAL che **consideriamo una leggera modifica dell'NTSC da noi descritta**. Successivamente inizieremo la descrizione dettagliata di un televisore PAL. Questa dettagliata descrizione ci consentirà di vedere le soluzioni pratiche dei principi da noi esposti. **Sarà la parte più interessante e più pratica di questo corso.**

I tre colori primari e le tre tensioni primarie

Si è dimostrato che con tre sorgenti di luce, rispettivamente rossa, verde e blu, è possibile mediante mescolazione additiva, ricostruire le impressioni di tutti i colori esistenti in natura compreso il bianco. Un dato colore potrà quindi essere formato **concentrando** su un punto di uno schermo bianco i raggi di tre sorgenti rispettivamente rossa, verde e blu e **variando opportunamente le intensità** luminose di dette sorgenti. Lo stesso effetto, a causa della limitatezza dell'occhio umano può essere ottenuto, **ponendo uno accanto all'altro** (per esempio, ai vertici di un minuscolo triangolo equilatero) questi tre punti di luce rossa verde e blu. Ad una certa distanza ciò che l'osservatore vede, non sono i colori di questi tre punti singoli bensì, un nuovo colore risultante dalla mescolazione additiva delle intensità dei tre suddetti punti di colore. Su questo principio è basato il funzionamento del cinescopio a maschera, usato attualmente per la riproduzione di immagini a colori. **La variazione dell'intensità luminosa di ciascun punto di colore di ogni sua triade** (ce ne sono in tutto 440.000!) dipende dall'intensità del segnale applicato tra catodo e griglia controllo del cannone incaricato di bombardare questo tipo di fosforo in qualsiasi punto dello schermo esso possa trovarsi. Questa corrispondenza tra cannone e rispettivo punto di fosforo è assicurata dalla maschera forata, come già spiegato in precedenza (fig. 111).

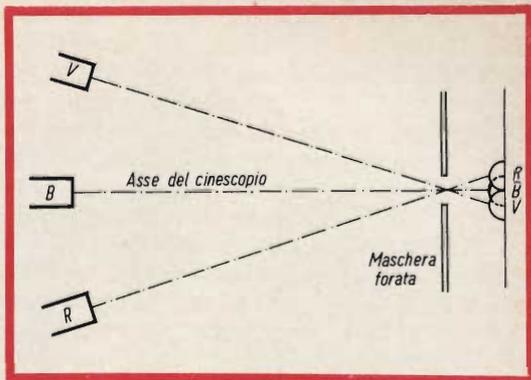



Fig. 111 - I fori praticati sulla maschera di un cinescopio a colori (qui ne è stato indicato uno soltanto) assicurano la perfetta corrispondenza tra cannone elettronico e relativo punto di fosforo.

Analisi e sintesi dei colori

Per formare un'immagine a colori sullo schermo del cinescopio a maschera occorrono quindi **tre segnali video**. Uno che rappresenti la componente rossa dell'immagine (V_R), un secondo che rappresenti la componente verde (V_V) ed infine un terzo che rappresenti la componente blu (V_B). Queste tre tensioni si ottengono all'uscita dei tre tubi da ripresa della telecamera a colori. **Nella telecamera avviene il contrario di ciò che si verifica nel cinescopio.** All'obiettivo della telecamera perviene infatti **tutta** la luce riflessa dagli oggetti della scena. Di ogni colore di un oggetto, la telecamera « prende » mediante un sistema di specchi dicroici e filtri, la componente rispettivamente rossa, verde e blu, che concorre a formare quel determinato colore. Nella telecamera avviene **l'analisi** dei singoli colori che formano l'immagine. Nel cinescopio avviene la **sintesi** di questi colori e quindi la ricostruzione dell'immagine.

Le tre tensioni d'uscita della telecamera devono subire la cosiddetta **correzione gamma**, per il fatto che, se venissero applicate così come sono alle griglie del cinescopio, a causa della non-linearità della curva caratteristica di pilotaggio del cinescopio, succederebbe che ad un dato aumento della tensione di pilotaggio non corrisponderebbe un proporzionato aumento della corrente del raggio, e cioè dell'intensità luminosa dei singoli puntini di fosforo. I colori che si vedrebbero sullo schermo del cinescopio a maschera non sarebbero quelli della scena ripresa. Ecco il motivo della correzione-gamma. **Un primo sistema di trasmissione di immagini a colori si ha quindi applicando alle griglie, o ai catodi di un cinescopio a maschera, i segnali di uscita dai tre tubi da ripresa, previamente corretti nel gamma e opportunamente amplificati.**

La compatibilità

Per trasmettere « via radio » una simile immagine basterebbe modulare in ampiezza con i tre segnali V_R, V_V e V_B, tre portanti distanti in frequenza nella misura della larghezza di banda dei tre segnali precedenti.

Ma fin dall'inizio della televisione a colori, ci si preoccupò di fare vedere le trasmissioni a colori, in bianco e nero naturalmente, anche ai possessori dei televisori in bianco e nero. Come pure anche i possessori di televisori a colori dovevano poter vedere sullo schermo a colori, in bianco e nero, i programmi delle emittenti in bianco e nero. Infine, data la ristrettezza, della banda assegnata alle telecomunicazioni, si doveva fare in modo che il canale assegnato ad una trasmissione a colori fosse largo quanto quello assegnato alle normali trasmissioni in bianco e nero.

Queste **esigenze** complicarono maledettamente il sistema di trasmissione « via radio » di una immagine a colori; **ma le soluzioni trovate furono tanto geniali e brillanti da far dimenticare i duri termini dei problemi proposti**.

Idee geniali

La prima idea geniale fu quella di ricavare dai tre segnali di uscita della telecamera, rispettivamente V_R, V_V e V_B, un segnale capace di trasformare le tensioni che davano un'immagine a colori in una tensione particolare **capace di dare di quella immagine a colori** un'ottima copia in bianco e nero. Ecco quindi il **segnale di luminanza** « fabbricato » con il 30% del segnale di uscita dal tubo da ripresa del rosso, dal 59% del segnale di uscita dal tubo da ripresa del verde ed infine dall'11% del segnale di uscita dal tubo da ripresa del blu. Nel formare queste percentuali, si tenne presente la sensibilità con cui l'occhio percepisce questi colori quando vengono emessi con uguale energia. Il segnale di luminanza, così formato, corrispondeva in tutto al normale segnale video ricevuto dai televisori in bianco e nero; con esso avevamo fatto un considerevole passo nel soddisfacimento delle esigenze della compatibilità.

L'altra idea geniale fu quella **dei segnali differenza di colore**. Una volta estratta dall'informazione completa di un'immagine a colori, la luminosità, mediante il segnale di luminanza, quello che rimaneva nei segnali di uscita dalla telecamera sarebbe stata **la pura informazione del colore**, data **dalla tinta** e **dalla saturazione della tinta** (fig. 112). Ecco quindi i tre segnali differenza di colore:

$(V_R - V_Y)$ = segnale differenza di colore del rosso

$(V_V - V_Y)$ = segnale differenza di colore del verde

$(V_B - V_Y)$ = segnale differenza di colore del blu

Anche con questi tre segnali e col concorso del segnale di luminanza si poteva trasmettere un'immagine a colori « via cavo ». Bastava applicare al catodo il segnale di luminanza con polarità negativa e alle rispettive griglie controllo i tre segnali differenza di colore. Questa doppia modulazione del cinescopio aveva come risultato finale di rendere ciascun raggio di elettroni modulato dai semplici segnali V_R, V_V e V_B (fig. 113).

A proposito dei segnali differenza di colore ci si accorse, che **non era necessario trasmettere il segnale differenza di colore del verde, dato che il verde già si trovava nel segnale di luminanza**. Pren-

Alta Fedeltà Lenco

B 52 semiprofessionale

Giradischi a 4 velocità, con motore a 4 poli ad asse conico. Piatto in lamiera d'acciaio con un diametro di mm 300 e un peso di kg 1,400.
Movimenti di lettura del braccio pick-up a bassissima inerzia grazie alla adozione di speciali cuscinetti.
Pressione regolabile per mezzo di un contrappeso.
Velocità di rotazione regolabile in continuità da 30 a 80 giri/min, con posizioni fisse a 16, 33, 45 e 78 giri.
Portatestina intercambiabile adatto a qualsiasi tipo di testina.
L'apparecchio può essere usato a 117 V, a 160 V e a 220 V /50 Hz.
Dimensioni della piastra: mm 375 x 300.

A 7 Coral

Amplificatore stereo, con preamplificatore incorporato, completamente transistorizzato.
Consente la riproduzione diretta della testina del registratore.
È dotato di filtri antirombo e antifruscio e della correzione fisiologica del volume.
Potenza musicale: 40 Watt (2 x 20 Watt).
Risposta di frequenza: 20 ÷ 20.000 Hz ± 1 dB.

PX 30 Coral

Cassa acustica a due vie Hi-Fi.
È dotata di due woofer da cm 16 e due tweeter da cm 6 con filtro cross-over.
Tutti gli altoparlanti sono perfettamente equilibrati per la migliore riproduzione stereo.
Potenza: 12 Watt.
Impedenza: 8 Ohm.
Dimensioni: mm 450 x 600 x 110.

Lenco

Lenco Italiana Spa
Via del Guazzatore 225
Osimo (Ancona)

R
V
B
V_R
V_V
V_B
Matrice
per formazione segnale V_Y
Segnale di luminanza
$V_Y = 0{,}3V_R + 0{,}59V_V + 0{,}11V_B$
V_R
V_Y
Matrice
per formazione segnale $V_R - V_Y$
Segnale differen. di colore del R
$V_R - V_Y = 0{,}7V_R - 0{,}59V_V - 0{,}11V_B$
V_B
V_Y
Matrice
per formazione segnale $V_B - V_Y$
Segnale differen. di colore del B
$V_B - V_Y = -0{,}3V_R - 0{,}59V_V + 0{,}89V_B$

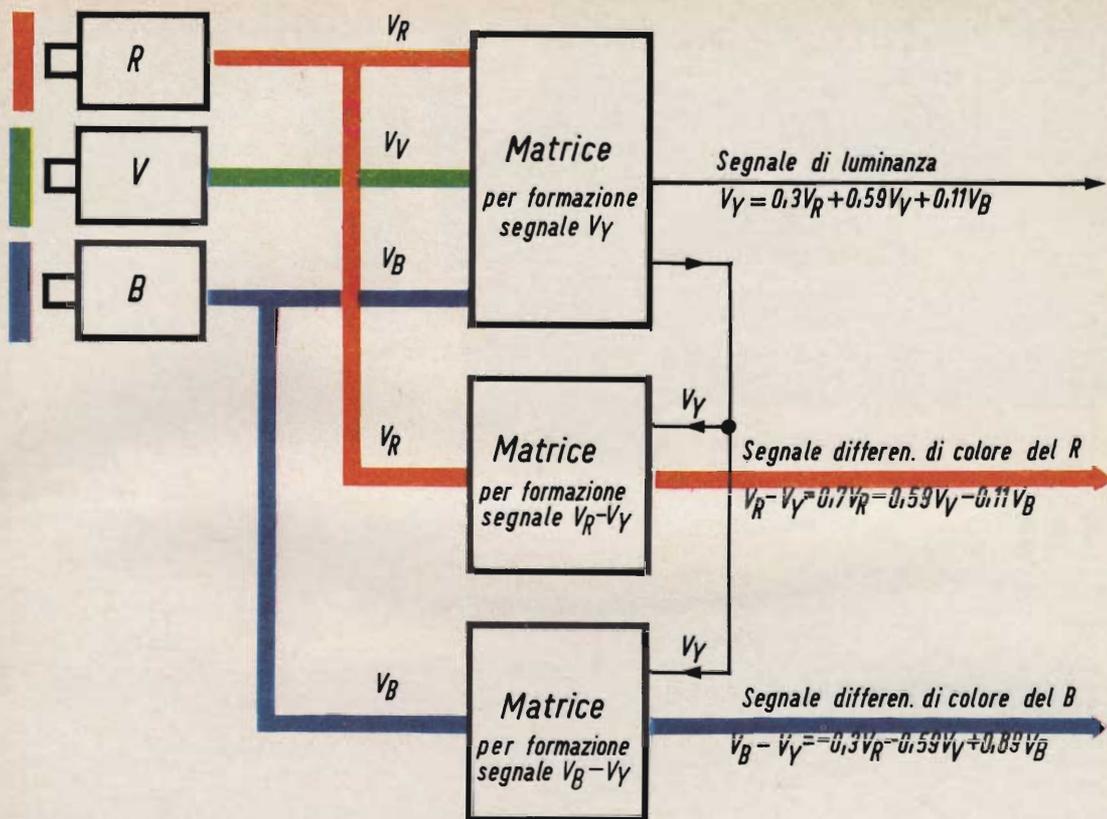



Fig. 112 - Partendo dai tre segnali di uscita dai tre tubi da ripresa rispettivamente V_R', V_V' e V_B', si formano 1) il segnale di luminanza 2) il segnale differenza di colore del rosso e del blu. Nel segnale di luminanza, le tensioni dei tre colori fondamentali sono presenti nelle note percentuali: $\mathbf{V_Y} = 0{,}30\ V_R + 0{,}59\ V_V + 0{,}11\ V_B$. Nei segnali differenza di colore le percentuali sono le seguenti: $(\mathbf{V_R} - \mathbf{V_Y}) = 0{,}70\ V_R - 0{,}59\ V_V - 0{,}11\ V_B$; $(\mathbf{V_B} - \mathbf{V_Y}) = -0{,}30\ V_R - 0{,}59\ V_V + 0{,}89\ V_B$.

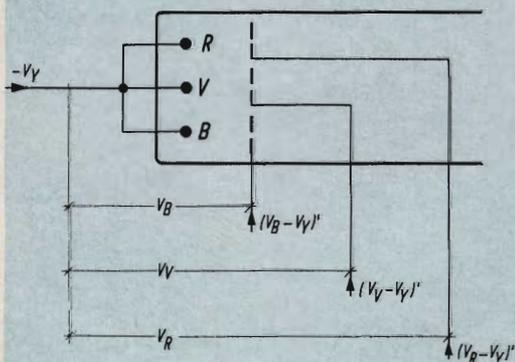



Fig. 113 - Applicando ai tre catodi del cinescopio il segnale di luminanza con polarità negativa ($-V_Y$) e alle tre griglie controllo i tre segnali differenza di colore, il raggio di elettroni di ciascun cannone risulta modulato come se i segnali primari rispettivamente V_R, V_V e V_B fossero stati applicati alle sole griglie-controllo.

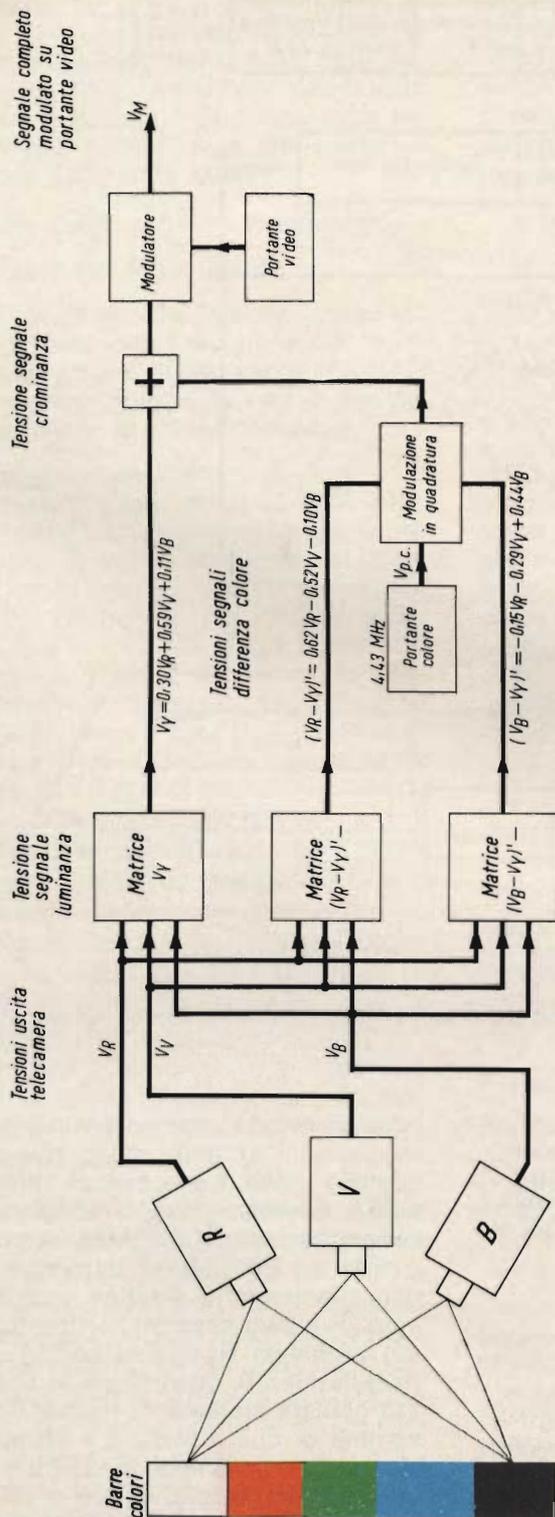



Fig. 114 - Schema a blocchi completo del trasmettitore. Sono indicate le matrici che servono a formare i segnali di luminanza (V_Y) e i segnali differenza di colore ridotti del rosso $(V_R - V_Y)'$ e del blu $(V_B - V_Y)'$. Questi due ultimi segnali vanno a modulare in ampiezza due portanti in quadratura (fasate di 90°) con frequenza di 4,43 MHz. Il segnale di crominanza risultante (modulato in ampiezza e fase) viene aggiunto (+) al segnale di luminanza. Le oscillazioni a 4,43 MHz andranno quindi « su e giù » lungo le varie forme d'onda del segnale di luminanza. Questo segnale video completo modulerà infine di ampiezza la normale portante video del canale. Questa portante avrà quindi la sua ampiezza variata 1) da **un segnale continuamente** variabile che è il segnale di luminanza e contemporaneamente 2) da un'oscillazione con frequenza fissa di 4,43 MHz, ma variabile, a sua volta, in ampiezza e fase a seconda della saturazione e della tinta del colore trasmesso.

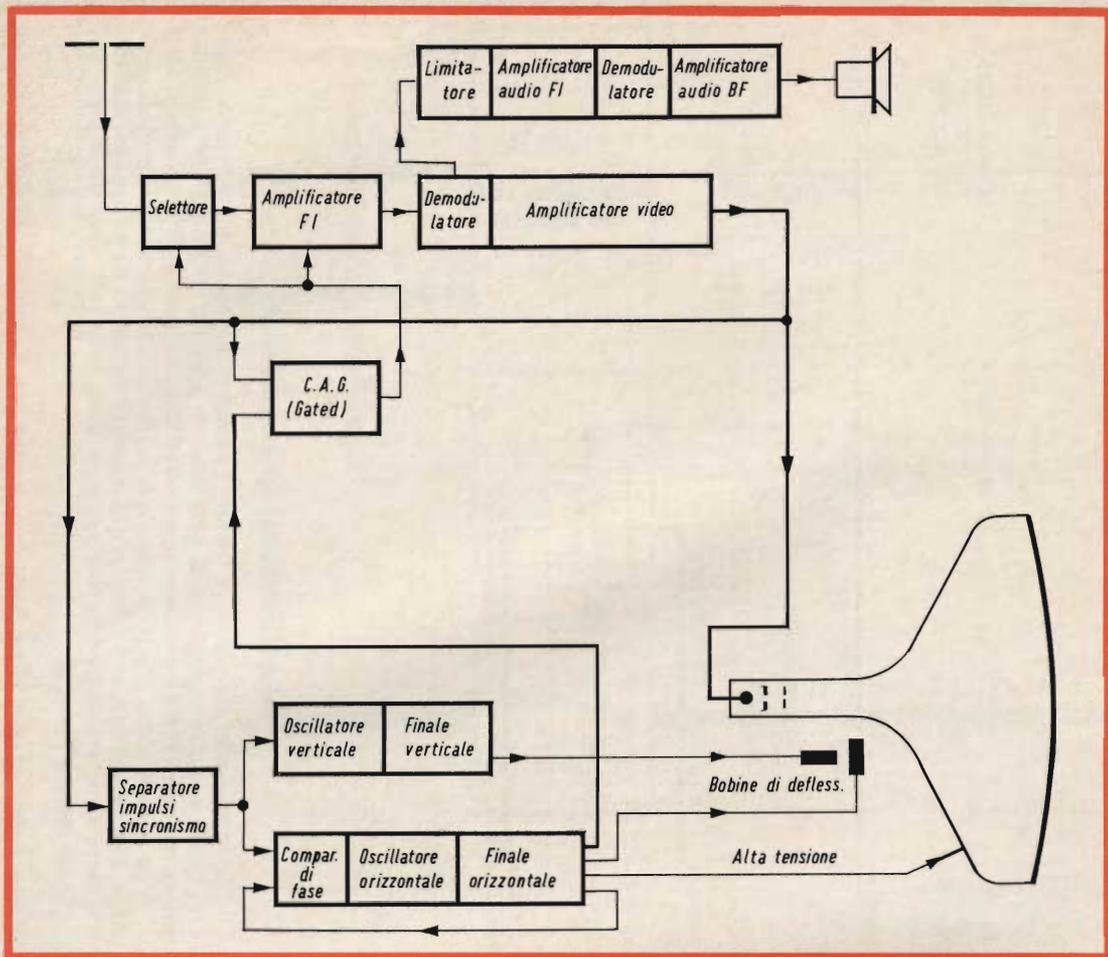



Fig. 115 - È il classico schema a blocchi di un televisore in bianco e nero.

dendo, infatti, opportune frazioni dei segnali differenza di colore del rosso e del blu si poteva in una opportuna matrice ricavare da essi il segnale differenza di colore del verde. Difatti:

$$(V_V - V_Y) = 0{,}51\,(V_R - V_Y) - 0{,}19\,(V_B - V_Y)$$

In pratica, bastava quindi trasmettere:

1) il segnale di luminanza

2) i due segnali differenza di colore del rosso e del blu.

Il segnale di luminanza poteva modulare di ampiezza la solita portante video, ed al ricevitore, poteva essere ricuperato mediante il normale diodo rivelatore del segnale video. I **due** segnali differenza di colore dovevano invece modulare una seconda portante (chiamata sottoportante o portante del colore) in maniera tale da non interferirsi a vicenda e da poter essere di nuovo separati al ricevitore. **Questo problema fu risolto con la cosidetta modulazione in quadratura.** In base a questo geniale sistema di modulazione dalla somma di due « portanti » sfasate di 90° e modulate in ampiezza dai due suddetti segnali differenza di colore si ottiene una unica portante, nella quale i due segnali modulanti vengono trasformati in due pa-

rametri di questa portante ben distinti tra loro. Questa portante risulta infatti modulata **di fase** e contemporaneamente **di ampiezza**. Alle variazioni della fase saranno collegate le variazioni delle tinte trasmesse, alle variazioni di ampiezza saranno invece collegate le variazioni di saturazione delle tinte stesse.

A questo punto abbiamo solamente:

1) il segnale di luminanza

2) la portante del colore modulata contemporaneamente di ampiezza e di fase. L'ampiezza è direttamente collegata alla saturazione mentre la fase è direttamente collegata al colore trasmesso.

Alla portante del colore è stata data una frequenza fissa, di circa 4,43 MHz. Questo valore non è altro che un multiplo dispari di metà frequenza di riga. Questo valore consente all'informazione trasportata da questa portante di intromettersi tra i « vuoti » dello spettro di energia del segnale di luminanza. In altre parole, possiamo dire che, questo valore strettamente accoppiato alla frequenza di riga, consente di « piazzare » la portante del colore con il suo contenuto cromatico in un canale già occupato dal segnale di luminanza. Ecco quindi soddisfatta un'altra esigenza della compatibilità. E non basta. Questa portante del colore, pur essendo sistemata fra le frequenze alte della banda video, e quindi arrivando all'elettrodo di controllo del cinescopio in bianco e nero fortemente attenuata, riuscirebbe ancora a modulare il raggio di elettroni. A causa di questa modulazione ciascuna riga, apparirebbe allo spettatore come una « collana di perle ».

La frequenza della portante è scelta però in maniera, che ad un punto nero corrisponda nella scansione del quadro successivo (e cioè dopo 1/25 di secondo) un punto bianco. Così grazie all'azione integrativa dell'occhio (e cioè alla sua inerzia), « l'effetto perla » è pressocché invisibile. Ma per renderlo ancora meno efficace e dare al possessore di un TV in bianco e nero un'immagine « pulita », la precedente tecnica di modulazione in quadratura della portante prevede **la soppressione in trasmissione della stessa portante del colore**. Ciò che quindi rimarrà saranno solo le due bande laterali (prodotto di modulazione). I segnali differenza di colore si troveranno quindi sotto forma di modulazione di fase e di ampiezza, nelle bande laterali di questa portante soppressa.

A questo punto abbiamo:

1) ancora il nostro segnale di luminanza

2) le bande laterali della portante del colore soppressa.

In uno stadio sommatore « metteremo a cavallo » del segnale di luminanza queste bande laterali modulate in ampiezza e fase che trasportano la tinta e la saturazione della tinta, e così avremo un segnale video contenente, la luminanza, la tinta e la saturazione della tinta di un dato punto di un'immagine a colori. Questo segnale video-completo andrà a modulare di ampiezza la solita portante video, come appunto avvene nella trasmissione di immagini in bianco e nero (fig. 114).

Ci siamo dimenticati di dire che il precedente segnale video, così come l'abbiamo fatto noi non è completo. Ci manca un « pezzettino » della portante soppressa che è stato « sistemato » sul piedistallo posteriore dell'impulso di spegnimento di riga. A che cosa serve questo « residuo » di portante del colore anche esso trasportato dalla portante video?

Il ricevitore TVC

Supponiamo di avere davanti a noi sintonizzati su una emittente a colori **un televisore in bianco e nero** (fig. 115) **e un televisore a colori** (fig. 116).

Sullo schermo del televisore a colori vedremo una bella immagine a colori. In quello del televisore in bianco e nero vedremo **la copia** in bianco e nero della stessa immagine a colori. Proprio come in fotografia, copia a colori e copia in bianco e nero. Vediamo come si è arrivati a questo risultato.

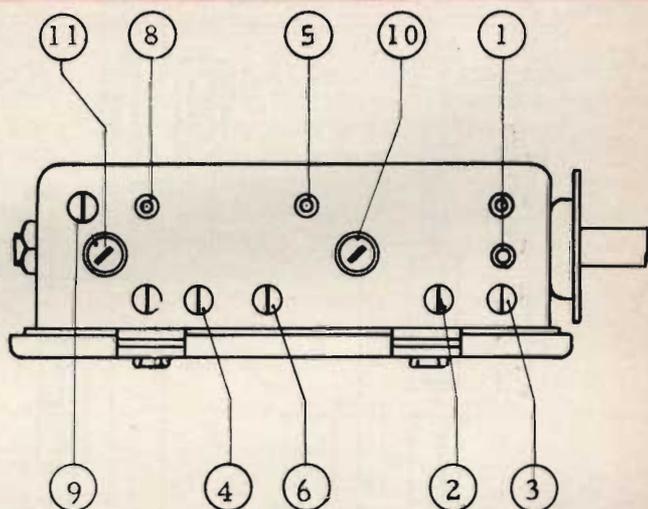
I due televisori possono ricevere il loro segnale da un'unica antenna. Ai morsetti

CARATTERISTICHE PARTICOLARI:

Gamme ricevibili:

a) banda 1ª	48 ÷ 89	MHz
b) banda 3ª	172 ÷ 232	MHz
Guadagno di tensione	41 (> 36)	dB
Fattore di rumore	4,5 (< 6)	dB
Larghezza di banda RF	5,5 ÷ 6	MHz
Impedenza di ingresso	75 o 300	Ohm
Stabilità Oscil. x Δ T = 25 °C	250	kHz

NORME PER L'INSTALLAZIONE SUL TV

Ingresso antenna 300 Ohm
Alimentazione RF
Tensione di controllo
Test point
Ingresso UHF
Alimentazione Mescolatore
Uscita F.I.
Alimentazione Oscillatore
Bobina ingresso F.I.
Bobina uscita F.I.

a) Predisporre il TV in ricezione UHF e il sintonizzatore VHF sul canale H 2 (variabile aperto)

b) Applicare il segnale F.I. al Tp (4) con una capacità di 5,6 pF

c) Regolare la bobina di uscita F.I. e quella d'ingresso dell'amplificatore per ottenere la curva desiderata.

Antonio Banfi

BARANZATE/MILANO
VIA MONTE SPLUGA 16
TEL. 990.1881

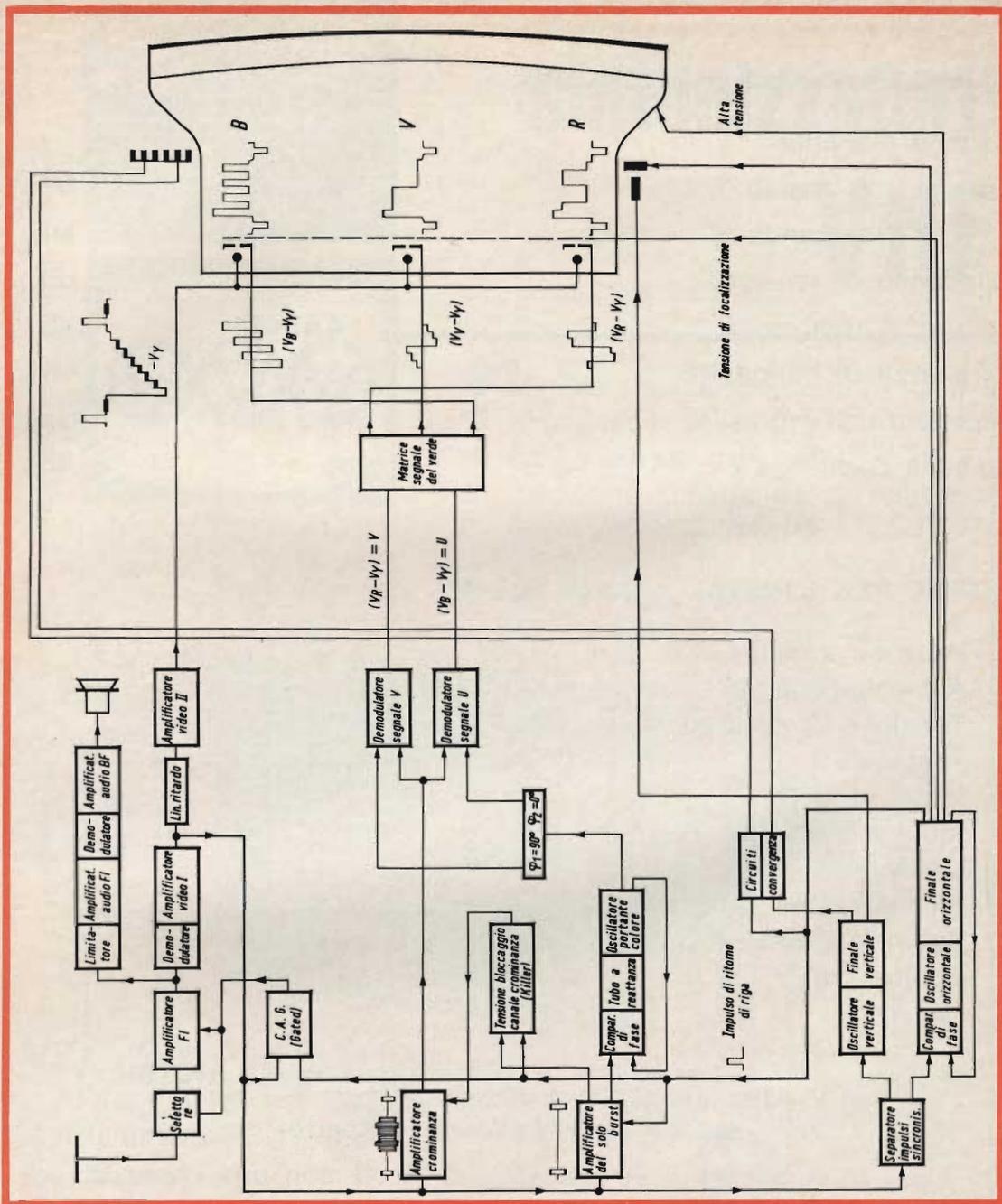



Fig. 116 - È lo schema a blocchi di un televisore a colori NTSC. Le particolarità di questo schema sono le seguenti: **Il blocco dell'oscillatore della portante del colore** che deve essere rigenerata nel ricevitore. Esso comprende uno stadio comparatore di fase, seguito da uno stadio a reattanza variabile. Il segnale di questo oscillatore viene sdoppiato in due altri segnali sfasati tra loro di 90° (in quadratura) che vengono successivamente iniettati nei due demodulatori sincroni. I segnali differenza di colore demodulati V e U vengono applicati alla matrice del verde e il successivo cammino dei segnali è noto. Da notare **l'amplificatore del burst.** All'uscita di questo stadio grazie alla frequenza dell'impulso di ritorno di riga che coincide con la presenza del burst, sarà presente **solo** il segnale del burst. Questo segnale abbiamo visto sincronizza la fase e la frequenza dell'oscillatore locale ed in più « apre e chiude » un altro stadio amplificatore, e cioè il cosiddetto stadio del killer. Questo stadio blocca (« uccide » dicono gli americani) l'amplificatore di crominanza quando il televisore a colori « vuole » ricevere soltanto le trasmissioni in bianco e nero. A parte i circuiti per la convergenza che provvedono a far convergere i tre raggi di elettroni **in tutti** i punti della maschera, le rimanenti parti di questo schema a blocchi sono identiche a quelle di un televisore in bianco e nero.

d'ingresso del selettore di canali di ciascun ricevitore sarà presente quindi:

1) la portante video del canale ricevuto modulata dal segnale video-composto

2) la portante audio normale del canale.

Queste due portanti distano 5,5 MHz l'una dall'altra. La portante audio, porta l'informazione audio sotto forma di modulazione di frequenza. La portante video, porta l'informazione della luminanza sotto forma di segnale video normale e porta l'informazione del colore sotto forma di bande laterali modulate, a loro volta, in ampiezza di fase, che « vanno su e giù » lungo il segnale di luminanza.

Fig. 117 - Rivelatore video normale. Su questo rivelatore si ritrova il segnale di luminanza con « a cavallo » il segnale di crominanza a 4,43 MHz, come lo erano al trasmettitore prima di andare a modulare la portante video.

Fino al rivelatore video entrambi i televisori amplificano questi segnali nella maniera normale (fig. 117).

Al rivelatore video del televisore in bianco e nero avviene il noto battimento tra portante video e portante audio con produzione del famoso 5,5 MHz modulato in frequenza che trasporta il segnale audio e inoltre il battimento tra portante video e portante del colore con produzione del 4,43 MHz modulato in ampiezza e fase. Questo rivelatore non è in grado di estrarre dalle bande laterali del segnale di crominanza a 4,43 MHz i due segnali differenza di colore, poiché questi segnali possono essere estratti solo se si ripristina la portante del colore soppressa in trasmissione. Ma poi anche se ciò fosse possibile cosa se ne farebbe un cinescopio in bianco e nero dei segnali differenza di colore?

Il segnale di crominanza non è quindi usufruito dal ricevitore in bianco e nero. Anzi una trappola a 4,43 MHz provvederà a « toglierlo di sella » dal segnale di luminanza, il quale si presenterà più « ripulito » possibile all'elettrodo di controllo del cinescopio bianco e nero. Qui variando l'intensità della corrente del raggio, produrrà corrispondenti variazioni di luminosità che riga su riga ricostruiranno l'immagine in bianco e nero.

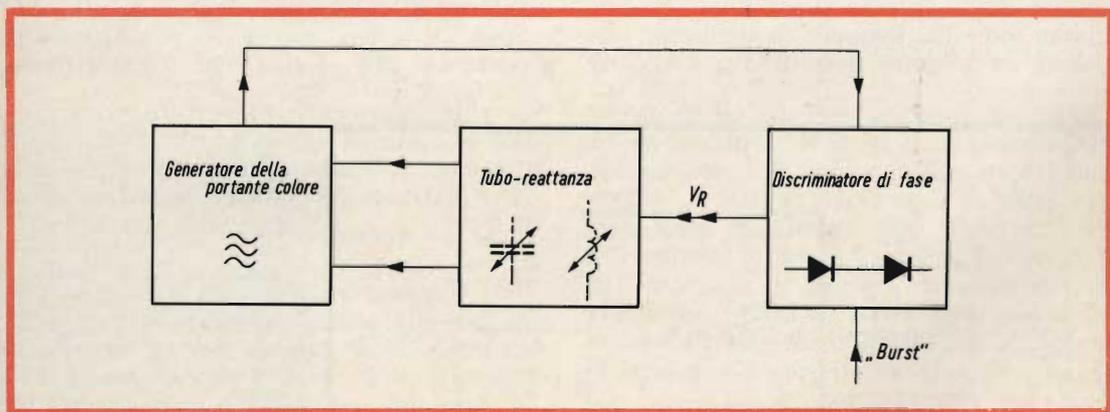



Fig. 118 - È il classico schema a blocchi del circuito discriminatore di fase già usato per sincronizzare l'oscillatore della scansione orizzontale. Nel televisore a colori serve a sincronizzare (in questo caso mediante l'impulso del burst) la fase e la frequenza della portante del colore rigenerata.

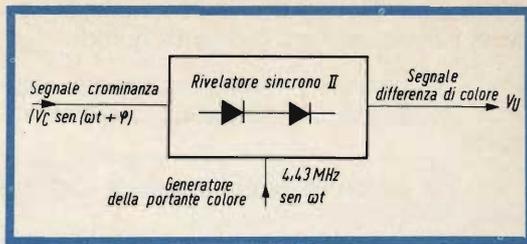
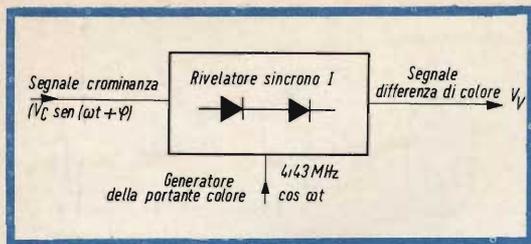



Fig. 119 - Sono gli schemi a blocchi dei due demodulatori sincroni. **A tutti e due** perviene il segnale di crominanza amplificato. **A tutti e due** viene iniettata l'oscillazione della portante del colore rigenerata (4,43 MHz). Le due portanti risultano però sfasate tra loro di 90°. Questa sfasatura è stata indicata mediante le funzioni trigometriche di seno e coseno tra le quali, com'è noto, esiste una differenza di fase di 90°.

Per il televisore in bianco e nero il segnale di crominanza è quindi una interferenza che va attenuata il più possibile. Un'interferenza a 4,43 MHz. Un effetto di granulosità, di collana di perle.

Guardiamo ora lo splendore dei colori che appaiono sullo schermo del televisore a colori e domandiamoci perché quello stesso segnale, produce qui un effetto così diverso.

Abbiamo detto che fino al rivelatore video i due canali di amplificazione dei due televisori sono uguali. Il rivelatore del televisore a colori presenta già qualche variante nel senso che il battimento audio a 5,5 MHz, viene ricavato al di fuori di esso, allo scopo di non « disturbare » il battimento a 4,43 MHz e cioè il segnale di crominanza. Questo segnale viene « succhiato via » dal segnale di luminanza mediante un circuito accordato a 4,43 MHz.

Questi due segnali per essere estratti abbisognano assolutamente della presenza della portante. Non esiste alcun tipo di rivelatore capace di estrarre dalle sole bande laterali modulate di ampiezza e di fase, i primitivi segnali modulanti, senza l'intervento della portante del colore. Conclusione: bisogna ripristinare nel ricevitore una portante avente la stessa frequenza e la stessa fase della portante soppressa in trasmissione. Ora, non esiste alcun tipo di quarzo non dico in grado di mantenere una data fase, ma neanche capace di mantenere una data frequenza. Successivamente viene amplificato, come del resto avviene per il segnale di luminanza che viene amplificato nell'amplificatore video. Si tratta ora di estrarre dalle bande laterali di questo segnale modulato di fase e di ampiezza, i famosi segnali differenza di colore del rosso e del blu.
Ecco a che cosa serve il « pezzettino » di portante che arriva dal trasmettitore.

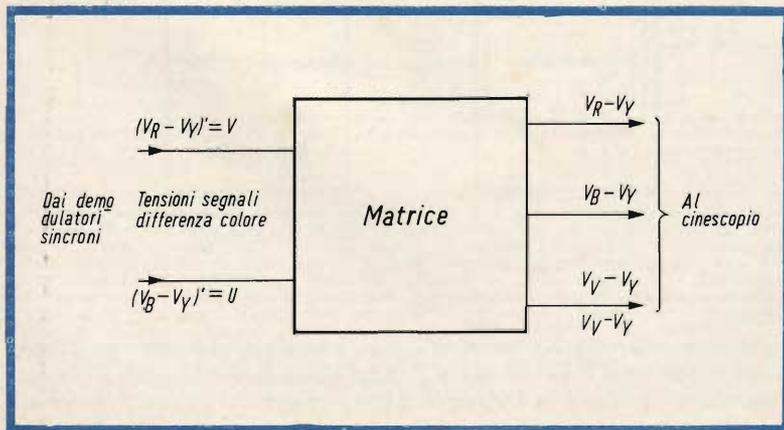



Fig. 120 - Matrice che serve a ricavare il segnale differenza di colore del verde deve essere sodferenza di colore del rosso e del blu. Si ricorderà che per formare il segnale differenza di colore del verde si deve essere soddisfatta la seguente equazione:

$$(V_V - V_Y) = = -0{,}51\ (V_R - V_Y) - 0{,}19\ (V_B - V_Y).$$

A sincronizzare in frequenza e fase un oscillatore a 4,43 MHz. Il sistema di confronto tra l'oscillazione inviata dal trasmettitore e l'oscillazione prodotta dall'oscillatore locale avviene con gli stessi circuiti usati, nel televisore in bianco e nero, per sincronizzare l'oscillatore di riga. Anche qui abbiamo un circuito che separa il segnale di sincronismo del colore (burst) dal segnale di crominanza. Un circuito amplificatore del burst. Un rivelatore di fase dove avviene il confronto tra l'oscillazione del burst e l'oscillazione proveniente dall'oscillatore locale. La tensione continua ricavata da questo discriminatore di fase, viene applicata ad

è fatto. Con opportune dosi di essi, si ricostituirà, in un circuito matrice il segnale differenza di colore del verde (figura 120).

Si amplificano questi tre segnali differenza di colore, e si applicheranno alle griglie controllo del cinescopio.

Andiamo ora a vedere cosa è successo al segnale di luminanza che abbiamo lasciato al rivelatore. Esso verrà amplificato, ma prima di applicarlo al catodo bisognerà farlo passare, per una specie di « cunicolo tortuoso » per fargli perdere un po' di tempo (0,5 μs) in maniera che l'informazione di luminanza di un dato

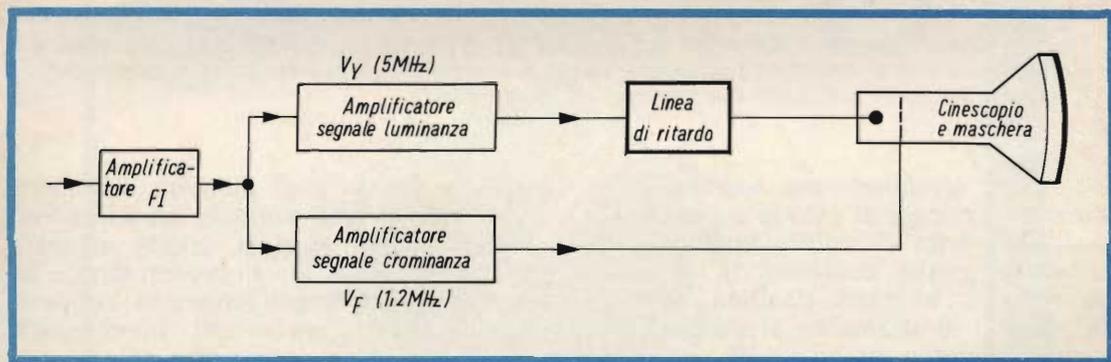



Fig. 121 - Nel ricevitore il segnale di luminanza segue una strada e quello di crominanza ne segue un'altra. Una « strada » **è larga** ed è quella del segnale di luminanza avendo una larghezza di banda di circa 5 MHz. L'altra « strada » **è stretta** ed è quella del segnale di crominanza la cui larghezza di banda è circa 1,2 MHz. La strada « stretta » fa ritardare il segnale di crominanza. Siccome agli elettrodi del cinescopio i due segnali devono arrivare nello **stesso istante**, bisognerà ritardare **artificialmente** il segnale di luminanza. Il segnale di luminanza passando attraverso la **linea di ritardo** subisce un ritardo di 0,8 μs. Ciò è sufficiente.

una valvola a reattanza o a un diodo varicap posti in parallelo al circuito dell'oscillatore, e quindi capaci di riportarlo sulla frequenza e fase giuste (fig. 118).

Sincronizzato l'oscillatore se ne prelevano due tensioni, una si inietta **direttamente** su un rivelatore sincrono, all'uscita del quale avremo finalmente **uno** dei segnali differenza di colore, supponiamo del blu. L'altra si sfasa di 90°, e la si inietta in un secondo rivelatore sincrono all'uscita del quale avremo **l'altro** segnale differenza di colore e cioè quello del rosso (fig. 119).

Ricuperati questi due segnali il gioco

punto dell'immagine compaia sul catodo nello stesso istante in cui compare l'informazione del colore sulle griglie controllo. Il « cunicolo » non è altro che **una linea di ritardo** che viene inserita nel canale di amplificazione del segnale di luminanza. Il segnale di luminanza arriverebbe infatti al cinescopio prima del rispettivo segnale di crominanza. Ciò per il fatto che il segnale di luminanza **passa** per un canale di amplificazione con banda **larga** (circa 4,5 MHz) mentre il segnale di crominanza **passa** per un canale di amplificazione con banda **stretta** (circa 1,2 MHz) (fig. 121).

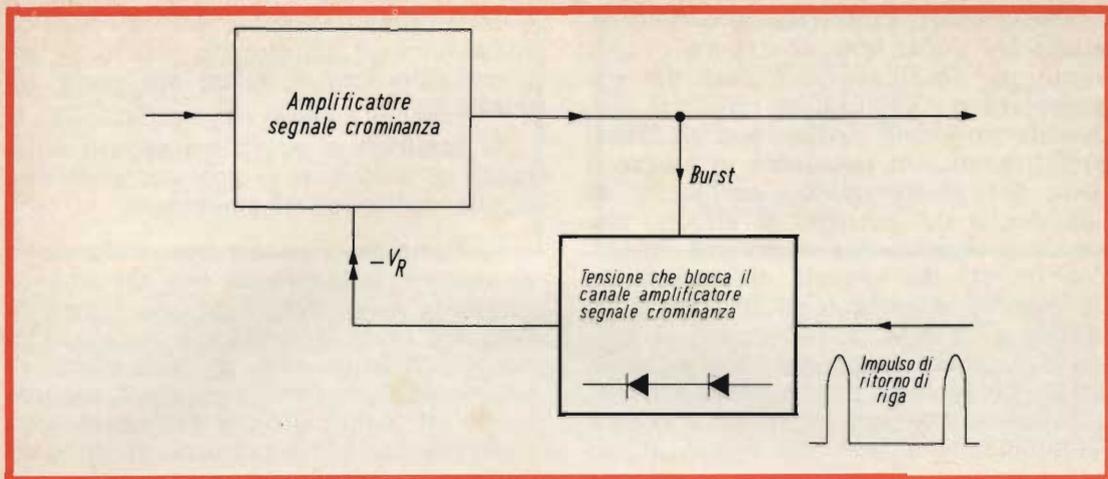



Fig. 122 - Dispositivo per il bloccaggio dell'amplificatore di crominanza. Quando si vuole ricevere il solo bianco e nero è bene che l'ingresso del canale di crominanza venga « ostruito ». A ciò provvede il segnale del burst combinato con l'impulso di ritorno di riga.

L'effetto combinato del segnale di luminanza applicato al catodo e dei tre segnali differenza di colore applicati alle rispettive griglie controllo, fa sì che i tre raggi di elettroni risultino modulati da correnti direttamente proporzionali ai segnali primitivi di colore V_R, V_V e V_B (fig. 113).

Sappiamo già come fanno questi segnali a produrre un'immagine a colori sullo schermo di un cinescopio a maschera.

Adesso, finalmente sappiamo perché nonostante che all'ingresso dei nostri due televisori sia presente uno stesso segnale, le immagini siano così diverse. E sappiamo inoltre tutto il cammino e le varie trasformazioni cui vanno incontro questi segnali dall'antenna fino al cinescopio.

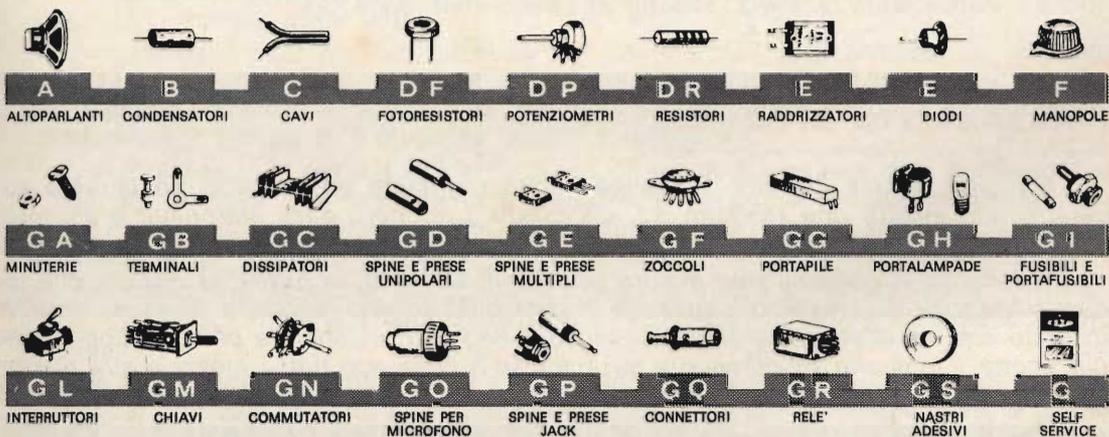
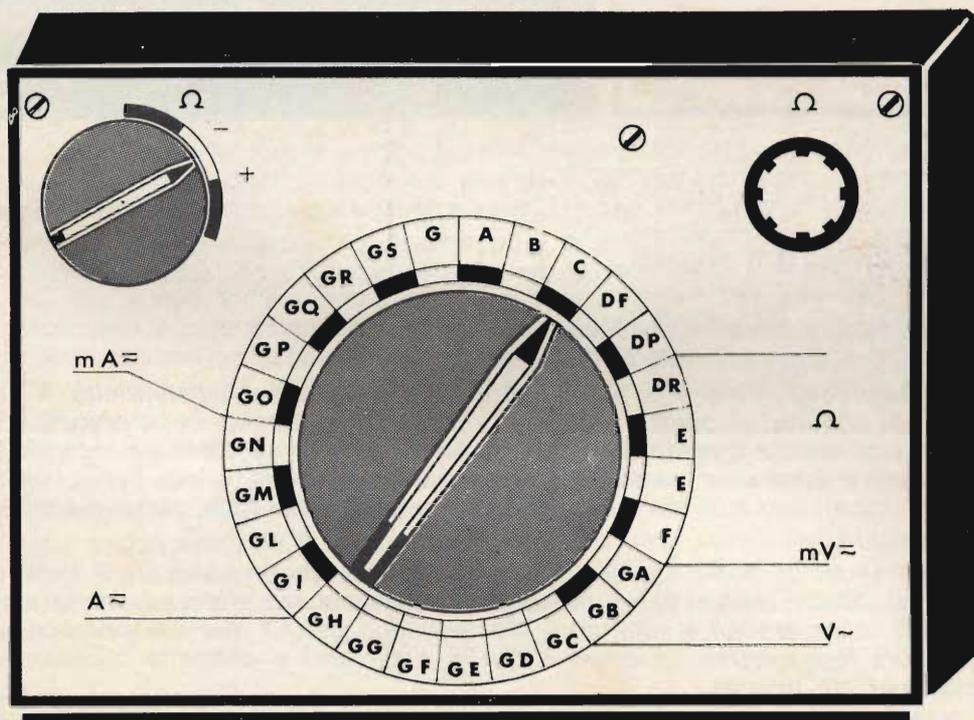
Un dispositivo interessante

Abbiamo visto che sullo schermo del televisore a colori si possono vedere anche immagini di una emittente in bianco e nero. In questo caso, arriverebbe al cinescopio il solo segnale di luminanza. Esso come abbiamo visto sarebbe presente sui tre catodi. Sulle griglie non avremo alcun segnale data l'assenza del segnale di crominanza. Resterebbe però, qualche tensione di disturbo (immancabile durante una normale trasmissione) per far apparire sulle griglie controllo dei segnali spuri, i quali produrrebbero dei puntini di colore sull'immagine in bianco e nero (effetto coriandoli). È necessario quindi che l'ingresso del canale di amplificazione del segnale di crominanza venga « sbarrato » quando si vuole ricevere il bianco e nero. A ciò può provvedere automaticamente il ricevitore stesso con un circuito (killer) messo in funzione dal burst e dall'impulso di ritorno di riga.

È facile capire come ciò possa avvenire. Il burst, abbiamo visto viene trasmesso durante il ritorno di riga. Ovviamente il burst è presente solo quando si riceve una trasmissione a colori. Pertanto, applicando ad uno stadio tipo « gated » questi due segnali che compaiono nello stesso istante, si potrà regolare i valori in modo che quando ci sono **tutti e due** si abbia una **data tensione di uscita**, quando invece c'è solo l'impulso di ritorno di riga la tensione di uscita sia **diversa**. Le cose possono essere messe in modo che questi due livelli di tensioni siano sufficienti, il **primo a sbloccare, il secondo a bloccare** l'accesso al canale di amplificazione del segnale di crominanza (fig. 122).

(continua)

NUOVO !..

PER IL VOSTRO LAVORO

È IN DISTRIBUZIONE IL 1° **VOLUME** DEL NUOVO CATALOGO G.B.C.
DI 900 PAGINE IN CARTA PATINATA RICCAMENTE ILLUSTRATO.

RICHIEDETELO!! **G.B.C.** *italiana*

LA SCRIVANIA DELLO ZIO

SUPERCONDUTTORI

In settembre ho accennato ai supermagneti di piccole dimensioni realizzati con l'impiego del superconduttore niobio-stagno.

La superconduttività è la perdita di qualsiasi resistenza all'elettricità. Il principio fu scoperto agli inizi di questo secolo ma rimase una curiosità da laboratorio sino agli anni '60, cioè sino a quando gli scienziati trovarono che i metalli superconduttori potevano essere usati nella costruzione di un magnete. Nelle prime prove risultò che, quando i superconduttori venivano sottoposti al più debole dei campi magnetici, svaniva la superconduttività.

Ai primi del decennio scorso i ricercatori scoprirono diversi materiali che conservavano le caratteristiche dei superconduttori persino entro elevati campi magnetici. Fra tutti questi materiali si affermò il niobio-stagno perchè diventa superconduttore a temperatura leggermente superiore a quella degli altri e permette di sviluppare un magnetismo più intenso.

Presentava, tuttavia, lo svantaggio della friabilità, ma ora è stato superato dalla laminazione. Il nastro nibio-stagno resiste alla trazione di 1.400 kg/cm² ed è abbastanza flessibile per essere avvolto in bobine relativamente piccole. Ideatore del nastro è il dottor Mark G. Benz, addetto al centro studi della G.E.

SOLIDARIETÀ SPAZIALE

Gli Stati Uniti e l'Unione Sovietica hanno raggiunto un accordo preliminare su determinate misure che tendono ad assicurare il ricupero degli astronauti e dei loro veicoli spaziali in caso di emergenza.

L'accordo si basa su due misure principali. Secondo la prima, le nazioni che ricevono segnali da un veicolo spaziale in difficoltà devono avvertire immediatamente lo Stato che ha effettuato il lancio, nonchè il Segretario Generale delle Nazioni Unite cui spetta il compito di diffondere ovunque la notizia con tutti i mezzi a sua disposizione.

Per la seconda misura, gli astronauti che atterreranno o ammareranno forzatamente, riceveranno tutta l'assistenza necessaria dal Paese in cui saranno giunti, il quale dovrà prendere, per tale scopo, ogni possibile iniziativa.

Se io fossi direttore di un quotidiano, a costo di farmi licenziare metterei queste notizie, che parlano di solidarietà, in prima pagina con titolo su otto colonne. Le altre notizie, quelle contenenti i germi della discordia, non le sopprimerei in ossequio al dovere di informazione, ma le ridurrei a frasi telegrafiche, collocandole dopo le « Farmacie di turno ». Licenziamento sicuro.

Ma siamo sinceri, una volta tanto: la salvezza del patrimonio culturale, della civiltà stessa, di ciò che l'umanità ha conquistato con la scienza, riposa nel grembo dell'amicizia. Ogni iniziativa mirante all'armonia fra gli uomini, da qualunque parte venga, magari dai pigmei dell'Africa, va accolta con entusiasmo e diffusa con ogni mezzo, anche con le chitarre se a qualcuno fa piacere.

IMPOSSIBILE

Oggi è superata la parola « impossibile » nel campo delle ricerche scientifiche. A ricordare i tempi passati, quando per esempio Galileo fu processato come eretico, si rimane incerti nella scelta della nostra reazione fra l'ilarità e il dispetto.

Ma senza risalire a Galileo, o ancor peggio ai tempi che lo precedettero, e soffermandoci sul secolo scorso pur denso di fervore scientifico, troviamo che la definizione di « impossibile » fu appioppata a scoperte notevoli. Per esempio, la Società Reale di Londra dichiarò impossibile che un'asta verso il cielo proteggesse dal fulmine, come affermava invece Franklin.

Si sa di un docente universitario inglese che dichiarò l'impossibilità di attraversare l'Atlantico con navi a vapore.

Gli ingegneri incaricati di esaminare il progetto Stephenson sentenziarono che era impossibile che la locomotiva si mettesse in movimento: secondo loro, le ruote sarebbero scivolate sulle rotaie senza procedere di un palmo.

Spiace ammetterlo, ma il nemico dell'aggettivo « impossibile » non fu uno scienziato, bensì il generale Napoleone Buonaparte. Quando sentiva qualcuno dire che la tal cosa era impossibile, rispondeva seccamente: — Non pronunciate più codesta sciocca parola.

ATTENTI ALLE SOMIGLIANZE

Vi sono parole di lingue straniere che sembrano facilissime da tradurre, invece contengono insidie assai sottili.

Nelle attività moderne, sia tecniche sia commerciali, c'è sempre da affrontare l'inglese, e nel tradurre ci si affida all'orecchio, scordando che esistono i dizionari. Per esempio, quando leggiamo « to pretend » senza pensarci due volte traduciamo « pretendere » invece il significato esatto è « fingere ».

Factory non è la fattoria ma la fabbrica. Momentum non vuol dire momento, bensì quantità di moto. Example significa esercizio, e chi traduce esempio sbaglia. Tralascio i casi più noti come college, perchè tutti sanno che non significa collegio ma università.

La traduzione affrettata più tipica e diffusa è quella di policy, volto in italiano come « politica » mentre il suo significato è « sistema ». Politica in inglese si dice « politics ».

Ne è derivata, da alcuni anni, la frase idiomatica italiana « politica di vendita » che ormai non vale la pena di cambiare, essendo radicata profondamente, e avendo assunto un significato tutto proprio, che l'esatta traduzione « sistema di vendita » non darebbe con pari efficacia.

Zio Ruben

CALIBRATORE PER OSCILLOSCOPIO

Questo strumento risulta assai utile a chiunque possegga un oscilloscopio privo di calibratore incorporato dell'ampiezza verticale. In pratica il dispositivo genera onde quadre con ampiezza stabilizzata mediante un diodo Zener. Una rete di partizione di elevata precisione permette di prelevare il segnale d'uscita con quattro livelli diversi: da 0,01 V fino a 10 V.

Funzionamento del circuito

Mentre gli oscilloscopi di tipo altamente professionale hanno incorporata la calibrazione dell'ampiezza verticale, effettuata mediante un generatore di onde quadre, spesso gli oscilloscopi di tipo più comune sono privi di tale utile dispositivo. L'apparecchio colma una lacuna nel campo della strumentazione per piccoli laboratori; esso infatti compie in maniera semplice, e nello stesso tempo precisa, la funzione di generare onde quadre, perciò risulta particolarmente adatto come calibratore per oscilloscopio.

Allo scopo di evitare complicazioni nel circuito viene utilizzata, come frequenza di ripetizione delle onde, la 50 Hz prelevabile dalla rete. Un trasformatore con ingresso universale fornisce, quando è collegato alla rete di alimentazione, un segnale sinusoidale di ampiezza 12 V al secondario. Ai capi del secondario viene inserito, dopo avere ottenuto una piccola caduta di tensione sulla resistenza R1, il diodo Zener D (1N758A), il quale forma l'onda quadra con un « pianerottolo » molto ben definito. Come è noto infatti, il diodo Zener, oltre a presentare la normale azione raddrizzatrice dei diodi, ha anche la proprietà di stabilizzare la tensione presente ai suoi capi intorno ad un valore ben determinato. Nel nostro caso si ottengono 10 V, con l'ottima approssimazione del 5%.

In parallelo a D è inserita una rete di resistori di alta precisione, i quali hanno lo scopo di dividere in decadi il valore di tensione presente agli estremi. Un'occhiata alla figura 1, in cui è presentato lo schema elettrico, chiarisce il funzionamento. Quando il segnale viene prelevato tra i punti A ed E risulta inserita l'intera resistenza, quindi si ottengono in uscita 10 V. Invece tra le prese A e D appare soltanto 1/10 della resistenza totale e di conseguenza la caduta di tensione è di 1 V. Analogamente tra A e C si leggono 0,1 V; tra A e B si leggono 0,01 V.

All'uscita è quindi disponibile l'intera gamma di valori di tensione più comunemente usati negli oscilloscopi.

Montaggio dei componenti

In figura 2 tutti i componenti appaiono fissati nelle rispettive posizioni sul lato isolato della piastra a circuito stampato. Conviene innanzitutto procedere al fissaggio meccanico del trasformatore di alimentazione, mediante due viti 3MAx6 e relativi dadi e rondelle.

I terminali delle resistenze vanno infilati nei rispettivi fori di fissaggio, tagliati e piegati con la procedura già indicata e quindi saldati. Si raccomanda di usare molte cautele durante le operazioni di saldatura, onde evitare di danneggiare con riscaldamenti eccessivi le resistenze di elevata precisione.

Nel montaggio del diodo 1N758A bisogna fare attenzione a rispettare le polarità: nella figura 2 appare chiaramente indicata la posizione della fascia grigia che individua il catodo.

Si passa quindi alla saldatura dei fili di collegamento. Tutti i fili che escono dal trasformatore sono colorati, e ad ogni colore corrisponde una ben precisa posizione di saldatura. Il collegamento della rete di alimentazione va effettuato al punto 0 (Bianco - 0 V) e ad uno dei punti indicati dalle lettere P (Giallo - 125 V) Q (Rosso - 160 V), R (Nero - 220 V), il quale va scelto secondo la tensione disponibile.

I contatti tra le uscite dello strumento e l'oscilloscopio devono poter essere effettuati in maniera rapida e sicura; a questo scopo la scatola di montaggio UK 80 contiene cinque boccole di colore diverso, in cui inserire facilmente il cavo dell'oscilloscopio mediante spine a banana.

Il miglior sistema di montaggio da adottare consiste nell'inserire tutto il circuito in un contenitore, metallico o di plastica, di dimensioni opportune

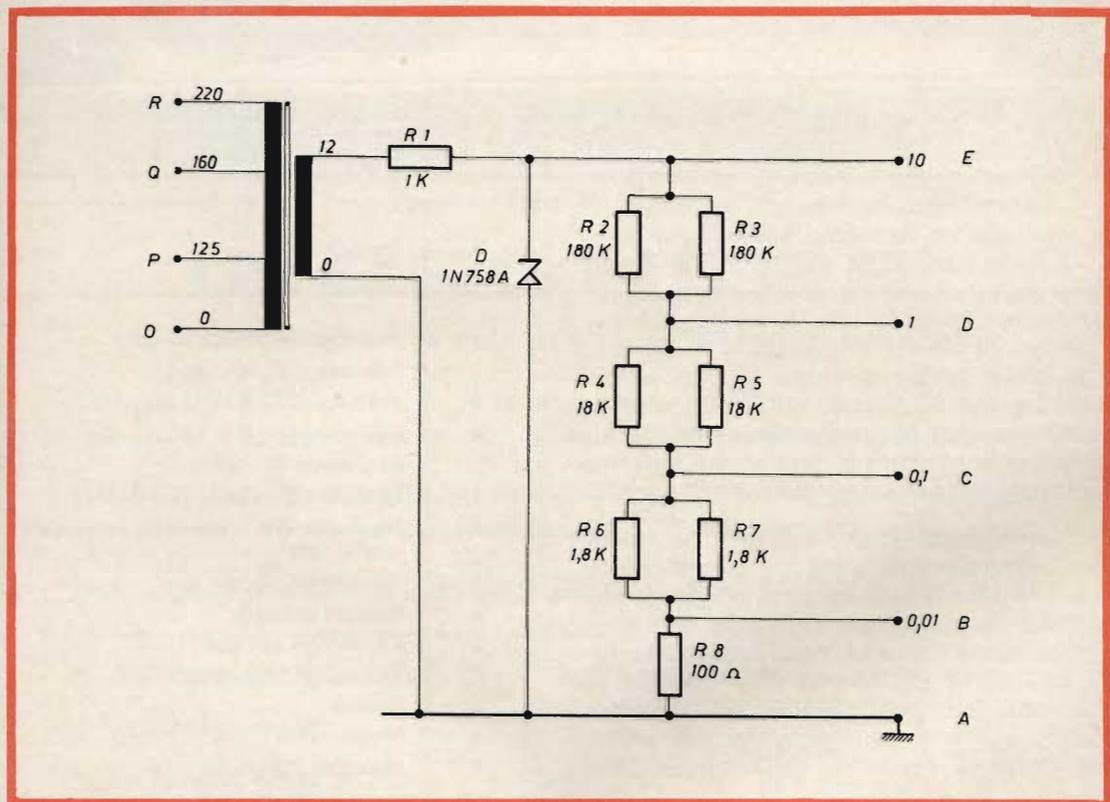



Fig. 1 - Schema elettrico.

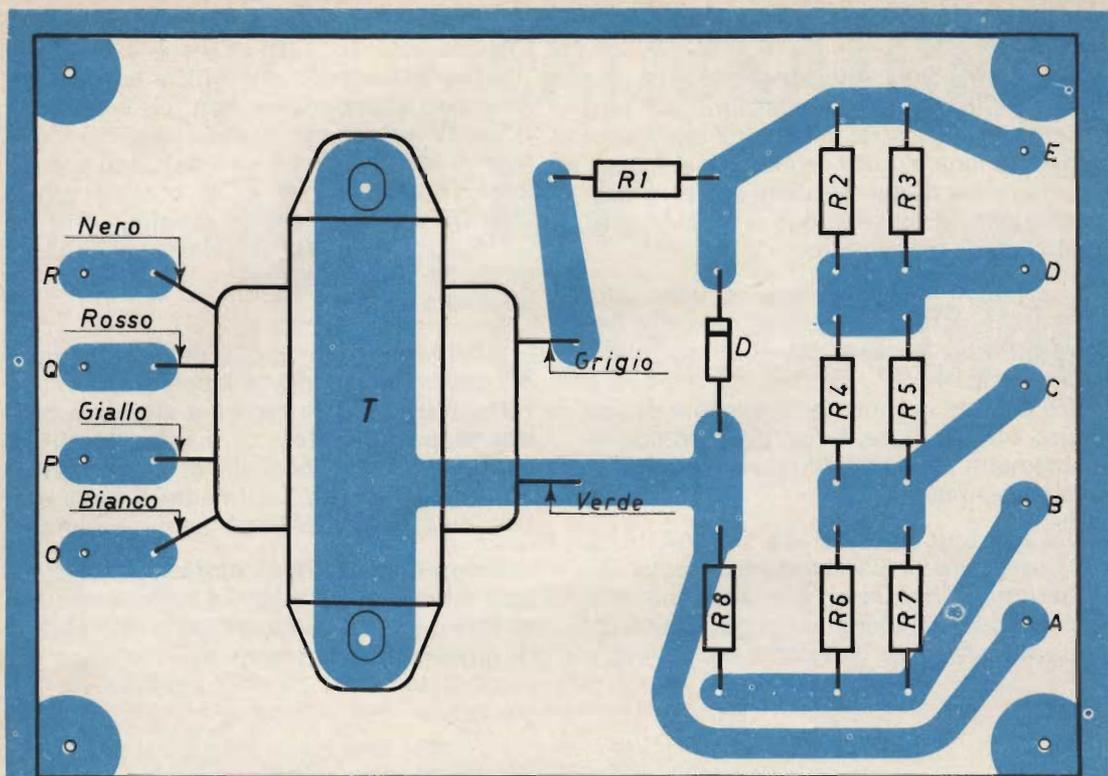



Fig. 2 - Disposizione dei componenti sulla piastra a circuito stampato.

I distanziatori, le viti e i dadi forniti permettono un fissaggio semplice e sicuro. Su una parete del contenitore si praticano poi i fori in cui introdurre le boccole; queste andranno collegate, mediante brevi monconi di filo saldato, ai punti A-B-C-D-E. Una disposizione analoga si può anche adottare per i collegamenti dalla rete di alimentazione; per maggiore comodità su questi collegamenti si può anche inserire un interruttore di comando acceso-spento.

L'apparecchio così realizzato risulta di uso estremamente pratico. È sufficiente stabilire i collegamenti con la rete di alimentazione e con l'oscilloscopio. Per questo conviene usare un cavo coassiale, che da una parte va inserito alla boccola A e ad una delle boccole B-C-D-E. Dall'altra parte il cavo va collegato alle due prese dell'ingresso verticale dell'oscilloscopio.

A questo punto, dopo avere scelto in modo opportuno la sensibilità dell'oscilloscopio, si accende il calibratore e si vede comparire il segnale.

N.	Descrizione
1	Resistenza R_1 - 1 kΩ
2	Resistenza R_2, R_3 - 180 kΩ
2	Resistenze R_4, R_5 - 18 kΩ
2	Resistenze R_6, R_7 - 1,8 kΩ
1	Resistenza R_8 - 100 Ω
1	Diodo D - 1N758A
1	Trasformatore - Ingresso universale uscita 12 V
1	Circuito stampato
5	Boccole colorate
2	Viti 3MAx6 con dado
4	Viti 3MAx15 con dado
6	Ranelle
4	Distanziatori
1	Spezzone filo cm 50

Kit completo UK 80 - SM/1080
in confezione « Self Service »
Prezzo di listino L. 4.400

STUDI E BREVETTI

AVVISATORE ELETTRONICO ANTIFURTO

In considerazione dell'interesse suscitato dal primo articolo del nostro abbonato sig. Mario Salvucci, via Masaccio 4, 00196 - Roma, pubblichiamo uno schema aggiornato dell'antifurto, interessante in quanto prevede anche l'alimentazione a batteria. I lettori interessati ad avere più ampi particolari potranno scrivere direttamente all'autore.

L'apparecchio usa due valvole ed un transistor, e può essere alimentato sia dalla rete sia tramite batteria, con l'evidente vantaggio di avere un funzionamento indipendente da eventuali manomissioni della rete luce.

Altri vantaggi si riscontrano nel rendimento dell'apparecchio che risulta alquanto più sensibile del tipo precedente.

Unica precauzione da adottare è quella di effettuare la carica della batteria con corrente non superiore a 0,9-1 A; ciò si ottiene manovrando il cambiotensione e le prese aggiuntive dell'avvolgimento primario di T1. Per leggere la corrente di carica si può inserire un amperometro nel punto indicato con (A).

Il condensatore da 47 pF ed il resistore da 22 kΩ possono eventualmente essere ritoccati al fine di ottenere, in condizioni di riposo, le tensioni indicate rispettivamente ai punti E e D.

Dati costruttivi di T1

Nucleo cm² 8 a lamierini incrociati.

Primario:	1- 2 =	90 spire ∅ 0,3
	2- 3 =	90 spire ∅ 0,3
	3- 4 =	660 spire ∅ 0,3
	4- 5 =	90 spire ∅ 0,3
	5- 6 =	90 spire ∅ 0,3
	6- 7 =	120 spire ∅ 0,2
	7- 8 =	240 spire ∅ 0,2
Secondario:	9-10 =	106 spire ∅ 0,8
	10-11 =	106 spire ∅ 0,8

Dati costruttivi di T2

Nucleo cm² 6 a lamierini incrociati.

1-2 = 34 spire ∅ 0,4
2-3 = 115 spire ∅ 0,7
3-4 = 1.150 spire ∅ 0,2

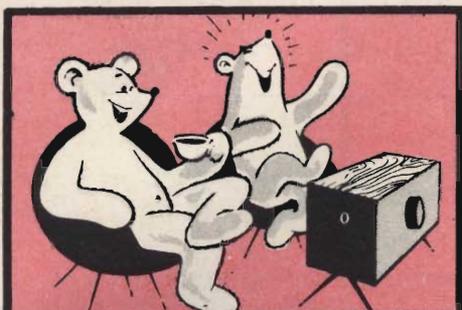
Dati costruttivi di T3

Avvolgimento a ciambella - filo smaltato ∅ 0,20 - spire ∅ 40 mm.

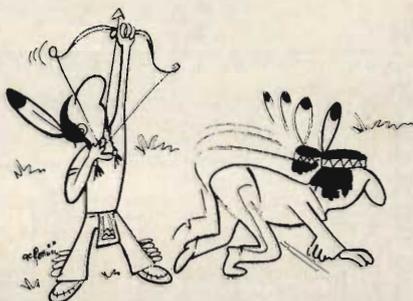
1-2 = 55 spire; 2-3 = 120 spire; 3-4 = 20 spire; 4-5 = 40 spire.

Dati costruttivi di T4

500 spire di filo ∅ 0,2, avvolte su un cilindro di ferrite ∅ 8 mm e lunghezza 40 mm.

Schema dell'avvisatore elettronico.

VIDEO RISATE

SENZA PAROLE

LA PARTENZA

« Calma, amico, calma, qui siamo civilizzati: questo è soltanto il bagno... noi arrostiamo elettricamente ».

« ... E col sacro vincolo dell'anello, vi unisco in matrimonio! ».

RASSEGNA DELLE RIVISTE ESTERE

a cura di L. Biancoli

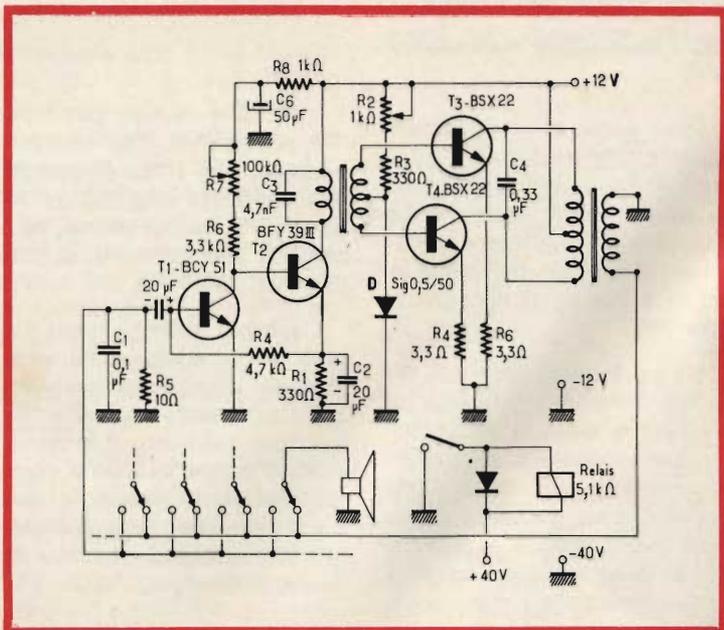
CALCOLO E REALIZZAZIONE DI UN AMPLIFICATORE A TRANSISTORI PER INTERFONO

(Da «Electronique Professionelle»)

Nonostante la notevole diffusione raggiunta nell'ultimo ventennio dagli impianti interfonici, sussitono tuttora notevoli difficoltà agli effetti della loro progettazione.

L'articolo pubblicato sulla rivista Francese presenta molti aspetti interessanti, in primo luogo in quanto fornisce gli elementi di calcolo per un impianto interfonico, in base ai quali è possibile stabilire — a seconda delle esigenze specifiche relative alla potenza, alla sensibilità, al numero dei derivati, ecc. — il numero degli stadi e — quindi — il guadagno totale che l'impianto di amplificazione deve fornire. Oltre a ciò, dopo aver elencato in forma razionale e didattica i vari aspetti che costituiscono l'impostazione del problema, l'Autore propone un circuito — che qui riproduciamo — consistente in quattro transistori, in un diodo, ed in pochi altri componenti, oltre al necessario sistema di commutazione.

Come si può osservare, il circuito di amplificazione consta semplicemente in due sta-

di in cascata ad accoppiamento diretto, il secondo dei quali agisce da pilota nei confronti di uno stadio di uscita in controfase, facente capo al trasformatore di adattamento dell'impedenza.

Naturalmente, secondo il metodo convenzionale, l'altoparlante può funzionare sia da riproduttore, sia da microfono, a seconda della posizione del commutatore azionabile dall'apparecchio principale.

Nel circuito riportato, i derivati sono previsti in numero di quattro, sebbene tale numero possa essere aumentato o diminuito, a seconda delle esigenze, a patto che il gioco di commutazione venga modificato in conformità.

Nonostante il punto di vista teorico sul quale si è basato l'Autore nel compilare questo articolo, ne consigliamo la lettura a coloro che si occupano di progetti in questo campo specifico.

IL DECODIFICATORE PAL

(Da « Electronique Professionelle »)

In un corso di insegnamento della teoria relativa alla televisione a colori, distribuito in trenta lezioni sulla rivista Francese, la puntata del numero di maggio dell'anno in corso è riferita al decodificatore PAL.

L'idea fondamentale di W. Bruch, inventore del sistema tedesco, è stata la seguente: se fosse possibile a seguito di modifiche alla tecnica dei circuiti, obbligare gli errori di fase indesiderabili a manifestarsi in opposizione tra loro in ciascuna delle righe consecutive rappresentate sullo schermo del cinescopio, dovrebbe essere altrettanto possibile compensare i due errori mediante l'impiego simultaneo delle suddette informazioni. Ciò implica l'impiego di una memoria che trattenga il contenuto dell'informazione di una riga per tutta la sua durata, e la restituisca alla riga successiva con fase invertita di 180°.

In base a questo concetto, il sistema PAL implica l'impiego di una linea di ritardo che comporta appunto un ritardo di 64 microsecondi, pari come è ben noto alla durata di una riga.

L'articolo, redatto in sei pagine, e corredato di numerosissime illustrazioni, chiarisce l'argomento della decodificazione mediante il sistema che verrà probabilmente adottato nel nostro Paese, e fornisce numerosi ragguagli per quanto riguarda i circuiti e la loro realizzazione.

A titolo di esempio riportiamo la sezione di un progetto di un televisore a colori funzionante appunto sul sistema PAL, relativa alla decodificazione mediante un commutatore elettronico che determina l'inversione di cui si è detto. Oltre a ciò, l'articolo si dilunga su numerosi particolari in merito al funzionamento di questa parte del televisore, considerando tutti i vantaggi che esso presenta, e compiendo anche una obiettiva analisi degli svantaggi, derivanti dal confronto col sistema N.T.S.C.

Come è facile riscontrare osservando la parte di schema riportata, mediante un commutatore è possibile adattare il decodificatore al funzionamento in base al sistema PAL, oppure in base al sistema N.T.S.C.

Si tratta quindi di un argomento assai attuale, di cui consigliamo la lettura a coloro che si occupano di televisione a colori.

REALIZZAZIONE DI UNA TELECAMERA

(Da « Télévision »)

Si tratta di un articolo in tre puntate, pubblicato sui numeri 173, 174 e 175 della rivista, nel quale viene presa in considerazione la realizzazione pratica di una vera e propria telecamera, di cui riportiamo la fotografia che rappresenta una veduta laterale fotografici di immagini riprodotte mediante la suddetta telecamera, tra cui due monoscopi con tutti i dettagli relativi alla definizione ed alla riproduzione di minuti particolari, nonché alcune immagini dinamiche.

Vengono infine prese in considerazione alcune possibili varianti, tra cui la possibilità di impiegare un tubo Vidicon del tipo 9677 in sosti-

dalla parte del circuito stampato recante i dispositivi per il funzionamento della sezione di sincronismo.

L'intero articolo fornisce sia il circuito elettrico, sia i numerosi dati costruttivi, nonché le norme relative alla realizzazione del cablaggio, alla realizzazione meccanica, ed alla messa a punto per ottenere le migliori prestazioni. Oltre a ciò, descrive dettagliatamente il pannello che si trova sul retro della telecamera, che deve supportare tutti gli organi di comando, come pure i raccordi di uscita dei segnali video e ad Alta Frequenza. Infi, e, vengono forniti numerosi esemplari

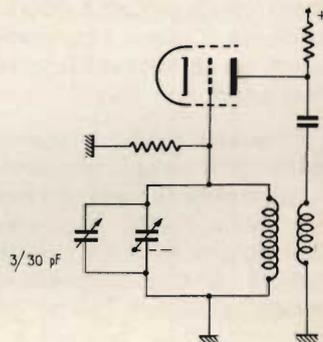
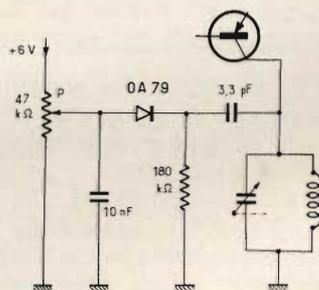
tuzione del tipo 10666. Questo secondo tipo è munito di una griglia ad uscita separata, e presenta una risoluzione assai migliore, ciò che è soprattutto percepibile negli angoli dello schermo. Oltre a ciò, la potenza consumata dal filamento del secondo tipo non ammonta che a 0,60 watt, anziché 3,8 watt, il che determina un minor carico nei confronti del trasformatore di alimentazione.

La lettura di questo articolo può essere particolarmente interessante per i tecnici che si occupano soprattutto della realizzazione di impianti di televisione a circuito chiuso.

SINTONIA FINE MEDIANTE DIODO AL GERMANIO

(Da « Wireless World »)

In un'epoca non molto lontana, il metodo più comune per effettuare la taratura delle gamme di ricezione di un radioricevitore, consistente nell'aggiunta di piccoli con-

densatori variabili in parallelo al vero e proprio condensatore variabile di sintonia, ha riscosso un notevole successo. Questi piccoli dispositivi di sintonia fine permettevano — infatti — una regolazione assai comoda sulle emittenti funzionanti ad onde corte, grazie alla variazione esigua

di capacità in rapporto all'angolo di rotazione dell'albero di comando, mediante la quale era possibile mettere a punto con assoluta esattezza la frequenza di risonanza del-

la bobina di sintonia dell'oscillatore.

La prima figura che qui riportiamo rappresenta appunto un circuito tipico, nel quale si osserva che — in parallelo al condensatore variabile che determina l'accordo della bobina di griglia della valvola oscillatrice — risulta predisposto appunto un compensatore di piccola capacità, mediante il quale è possibile effettuare la necessaria messa a punto.

Ai nostri giorni, il problema è stato riesaminato sotto nuovi aspetti in particolare ad opera della Philips, che — avvantaggiandosi delle caratteristiche di funzionamento di alcuni particolari tipi di semiconduttori — propone tre tipi di ricevitori radio muniti di un dispositivo di regolazione fine della sintonia, ottenuta appunto mediante l'impiego di diodi a cristallo.

La novità — infatti — consiste proprio nell'impiego agli effetti della sintonia non di un compensatore, bensì di un normale diodo al Germanio del tipo OA-79, collegato in parallelo al circuito di sintonia dell'oscillatore locale, così come si osserva nel secondo circuito qui illustrato.

Il costruttore ha preferito qusto tipo di diodo a un modello del tipo a capacità variabile, il cui prezzo di vendita è notevolmente più elevato. Si noterà — osservando il circuito suddetto — che il diodo OA-79 risulta polarizzato in senso diretto anziché in senso inverso, come normalmente accade nei confronti dei tipi di diodi a capacità variabile. La variazione di polarizzazione del diodo determina una variazione corrispondente della capacità iniziale della giunzione, e viene ottenuta mediante l'intervento sul potenziometro P, del valore di 47.000 ohm.

L'accoppiamento all'oscillatore locale viene effettuato tramite una capacità di basso valore, che — nel caso illustrato — ammonta soltanto a 3,3 picofarad, avente il compito di limitare la zona di azione del diodo, che — con le sue variazioni intrinseche di capacità — non deve consentire che una piccola influenza agli effetti dei fattori che determinano la frequenza di risonanza del circuito di sintonia.

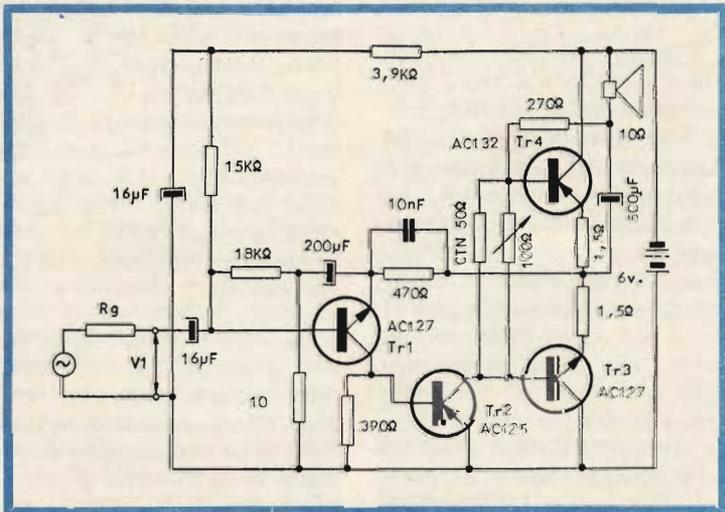
Varie applicazioni di questo tipo sono state realizzate in altre numerose versioni, e rappresentano la realizzazione di uno dei concetti più moderni per quanto riguarda la regolazione fine della frequenza di funzionamento di circuiti accordati.

AMPLIFICATORI DI BF SENZA TRASFORMATORE

(Da « Revista Española de Electrònica »)

Sebbene questo sia un argomento assai sfruttato, non è difficile ammettere che le possibilità sono praticamente infinite, per cui è sempre possibile aggiungere nozioni supplementari a ciò che già si conosce in questo campo particolare.

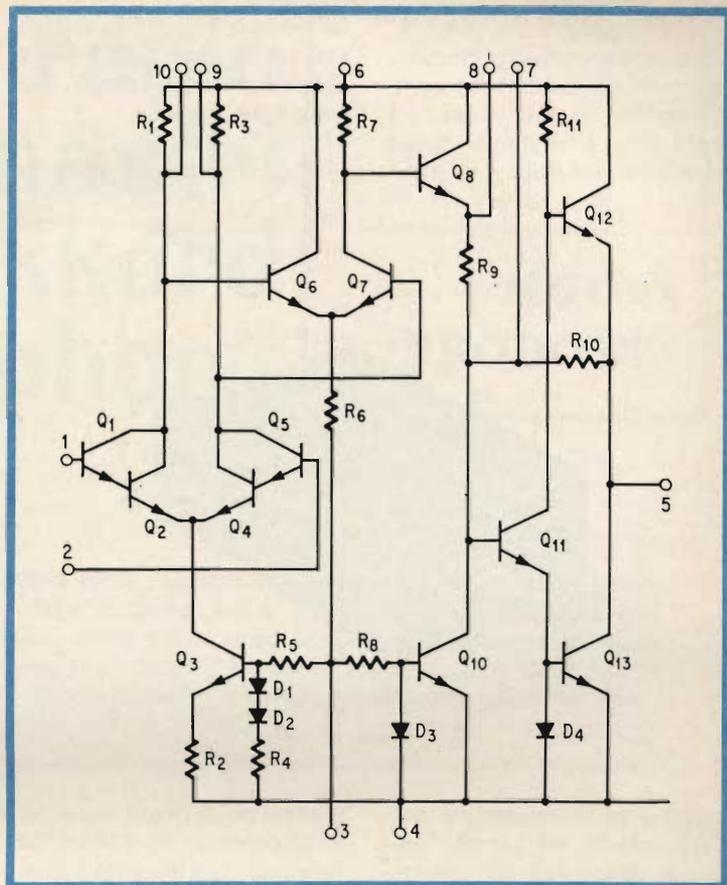
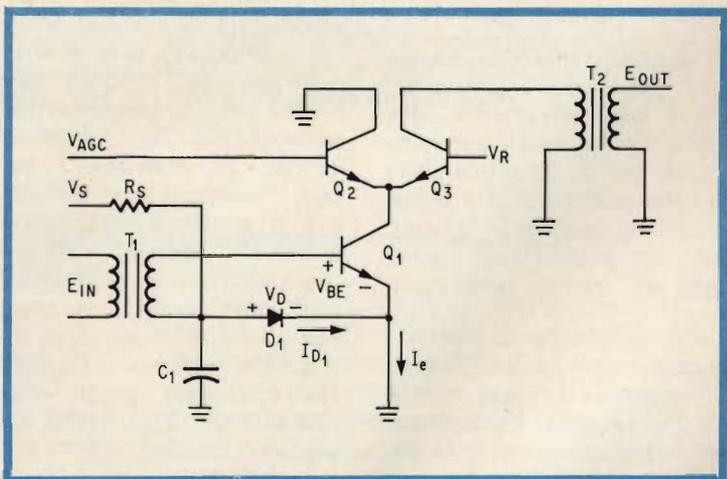
L'articolo, redatto in diverse puntate, riporta nel numero di maggio di quest'anno alcuni esempi pratici di amplificatori funzionanti col noto sistema della simmetria complementare, considerando amplificatori da 1, da 4 e da 6 watt, nonché un amplificatore avente una potenza di uscita di 0,2 watt, che si presta assai bene all'impiego per la realizzazione di protesi acustiche.

Quest'ultimo circuito, che qui riproduciamo a titolo di esempio, consiste in un transistore del tipo AC127, in uno stadio pilota del tipo AC125, ed in uno stadio finale a simmetria complementare costituito dai due transistori AC132 ed AC127. Come si può osservare, il circuito di ingresso è del tutto convenzionale, e consiste nella resistenza R_g che provvede ad adattare l'impedenza della

sorgente all'impedenza del circuito di base del primo transistore. Il segnale viene prelevato all'uscita di quest'ultimo in corrispondenza del collettore, ed applicato direttamente alla base del transistore pilota. All'uscita di quest'ultimo, il segnale viene applicato contemporaneamente alle due basi dello stadio a simmetria complementare, mentre il trasduttore viene collegato tra il punto in comune delle due resistenze rispettivamente di emettitore e di collettore dei due stadi, tramite una capacità del valore di 500 microfarad.

La linearità di responso di questo amplificatore è notevole, per cui il suo impiego è consigliabile in tutti quei casi in cui occorre disporre di un'amplificazione assai fedele, entro un'ampia gamma di responso, ma con potenza di uscita assai limitata.

STUDIO SUI CIRCUITI INTEGRATI LINEARI

(Da « Electronics »)

Col numero del 21 Agosto di quest'anno della nota rivista Americana, ha inizio una interessante serie di articoli sull'argomento assai attuale dei circuiti integrati. La trattazione ha inizio con una nota nella quale viene messo in rilievo che il primo circuito monolitico lineare integrato, e l'ultimo, come pure molti esemplari che sono stati elaborati nell'intervallo di tempo intercorso tra i due suddetti, ed altri di futura realizzazione, hanno una caratteristica in comune, consistente nell'impiego del principio dell'amplificazione differenziale. I vantaggi derivanti da questo metodo di funzionamento consistono in un buon bilanciamento, nella versatilità, e nella compatibilità rispetto agli organi elettronici di natura monolitica.

L'Autore considera inoltre i circuiti integrati da un punto di vista storico, chiarendone per sommi capi l'evoluzione attraverso gli anni. Infatti, egli considera che il primo ad

essere introdotto sul mercato come elemento amplificatore differenziale consisteva semplicemente in due transistori accoppiati, e racchiusi in un involucro metallico; la fase

successiva è consistita nell'aggiunta di un piccolo elemento capacitivo nel circuito di polarizzazione. In seguito, il circuito è stato reso maggiormente complesso con la aggiunta di un terzo transistore, che veniva utilizzato come sorgente di corrente, che attribuiva al circuito precedente nuove caratteristiche.

Una breve dissertazione sugli amplificatori funzionali viene successivamente compiuta con un'analisi dettagliata dei tipi di circuiti e delle relative possibilità di impiego, alcuni dei quali sono illustrati nei due schemi che accompagnano questa recensione.

Agli effetti dei circuiti impiegati nelle apparecchiature per radio-comunicazioni, l'articolo esamina la notevole larghezza di banda e le caratteristiche di impedenza di un amplificatore differenziale, che lo rendono ideale per le applicazioni nel campo delle frequenze elevate.

Una seconda sezione del medesimo articolo considera il dispostivo monolitico che funziona direttamente con alimentazione mediante una sorgente di tensione alternata, che provvede a rivelare livelli di tensione, e può anche pilotare dispositivi di controllo elettronico di notevole potenza.

A titolo di esempio, l'apparecchiatura di cui riproduciamo la fotografia, avente le dimensioni di 3,125 x 2,125 x x 1,062 pollici, pari approssimativamente a millimetri 77 x 52 x 25, contiene i circuiti necessari per consentire il controllo di apparecchiature funzionanti con potenze dell'ordine di 4 chilowatt, con notevoli vantaggi agli effetti del peso, delle dimensioni e del costo, rispetto alle complesse apparecchiature che un tempo erano necessarie per ottenere risultati analoghi.

La nota tecnica si addentra anche in numerose considerazioni agli effetti del controllo della temperatura, del funzionamento in corrente continua, del controllo delle intensità luminose, e di numerose altre possibilità di impiego dei circuiti integrati, in applicazioni a carattere industriale.

CRITERI DI SCELTA DEI NASTRI MAGNETICI

(Da « Electronics World »)

Chiunque faccia uso frequente di un registratore a nastro avrà certamente avuto la possibilità di sperimentare diversi tipi di nastro magnetico disponibili in commercio, ed avrà avuto altresì l'opportunità di constatarne i rispettivi pregi e difetti.

Come è facile intuire, a seconda della natura della registrazione da effettuare può presentarsi la convenienza di impiegare un tipo o un altro di nastro, traendo quindi il massimo vantaggio dalle prerogative che ciascuno di essi presenta, e cercando invece di minimizzarne gli inconvenienti.

Questo articolo, pubblicato sul numero di agosto di quest'anno della rivista americana, fornisce le risposte alle domande che più comunemente si presentano nei confronti dei diversi tipi di nastro. In particolare, esso prende in considerazione le diverse variazioni che si riscontrano agli effetti delle caratteristiche, e ne spiega i motivi, in rapporto ad una notevole varietà di tipi di nastri del commercio, sia a bobina, sia a cartuccia.

radio mangianastri akkord "Combiphon"

NUOVI PRODOTTI

Viene presentato un apparecchio radio-registratore « mangianastri » di concezione estremamente moderna. Infatti la parte radio permette l'ascolto delle trasmissioni in onde lunghe, medie, corte ed in modulazione di frequenza; il registratore permette la riproduzione e l'incisione di nastri a cassetta. Il Combiphon può funzionare come portatile, come autoradio, o con alimentazione dalla rete luce.

Le caratteristiche tecniche costruttive di questo apparecchio sono veramente preminenti. Il circuito elettrico interamente a stato solido, comprendente 19 transistor e 7 diodi, fornisce la rilevante potenza d'uscita (indistorta) di 2 W per funzionamento come portatile con alimentazione a 9 V, mentre per funzionamento come autoradio la potenza ottenibile sale fino a 6 W. L'altoparlante, punto debole di molti apparecchi portatili, è di tipo ellittico di grandi dimensioni e garantisce una buona riproduzione sia dei toni bassi che delle frequenze più elevate.

La robustezza di costruzione è all'altezza della tradizione tedesca in questo campo; la linea è molto compatta e funzionale secondo le più recenti tendenze dello « styling » internazionale.

La particolarità che più stupisce nel Combiphon è costituita, a nostro giudizio, dall'estensione delle possibilità di lavoro. Infatti, oltre a funzionare come radio e registratore, l'apparecchio permette i collegamenti esterni con altre sorgenti di suono, come microfoni, giradischi, registratori, o con altri sistemi di riproduzione come altoparlanti supplementari e cuffie. E tutte queste combinazioni vengono rese facili dalla praticità dei comandi, per la maggior parte a pulsante, e dalla loro razionale disposizione.

Prima di vedere in dettaglio i vari modi di funzionamento è opportuno osservare attentamente la disposizione dei comandi principali illustrati in figura 1 e nelle successive.

Funzionamento come radio portatile

La messa in funzione dell'apparecchio viene effettuata ruotando la manopola 4, che serve anche come controllo di volume. La selezione della gamma d'ascolto avviene premendo uno dei pulsanti 6, 7, 8, 9, mentre la manopola 12 serve per cercare la sintonia. La manopola 3 lavora

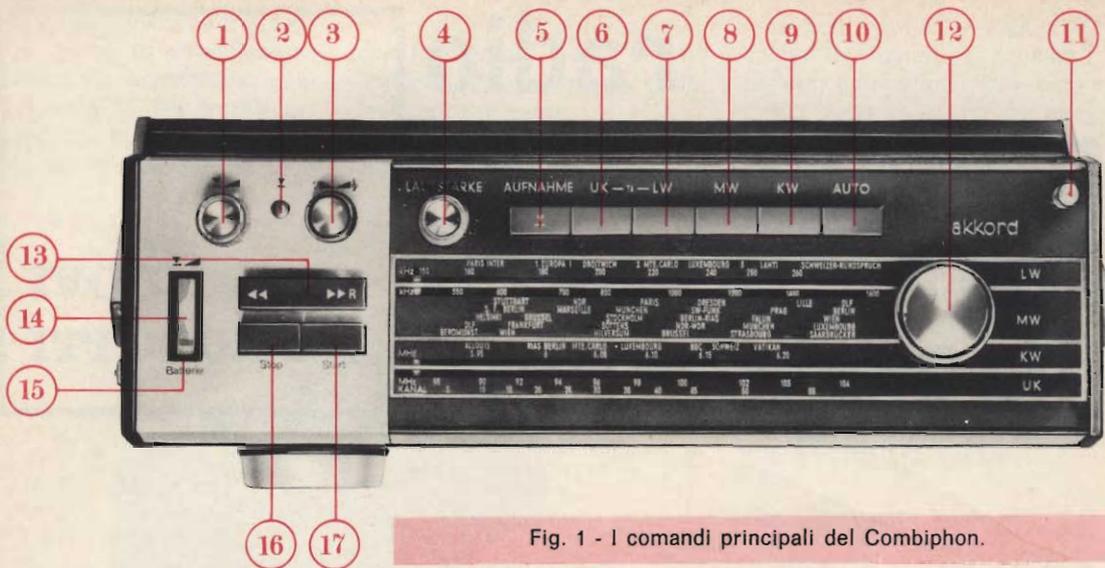



Fig. 1 - I comandi principali del Combiphon.

COMANDI

1) Regolatore di modulazione
2) Lampada controllo di registrazione
3) Controllo continuo di tono
4) Interruttore acceso spento e controllo di volume
5) Pulsante registrazione
6) Pulsante FM (UK)
7) Pulsante onde lunghe (LW)
8) Pulsante onde medie (MW)
9) Pulsante onde corte (KW)
10) Pulsante « auto »
11) Antenna telescopica
12) Comando di sintonia
13) Svolgimento e riavvolgimento del nastro
14) Indicatore di modulazione
15) Indicatore per il controllo delle pile
16) Pulsante arresto nastro
17) Pulsante avviamento nastro
18) Presa per cuffia ed altoparlante esterno
19) Presa per traslatore rete
20) Presa per giradischi e registratore
21) Presa per microfono
22) Interruttore ruotante per l'estrazione delle cassette
23) Fessura per l'introduzione delle cassette

Fig. 2 - Le prese per il collegamento di un giradischi (20) e di un microfono (21).

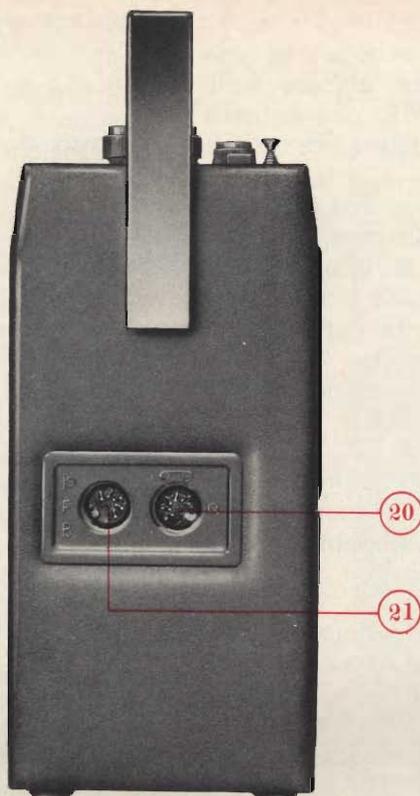



Fig. 3 - Le prese per il collegamento di una cuffia o di un altoparlante esterno (18) e dell'alimentazione dalla rete (19).

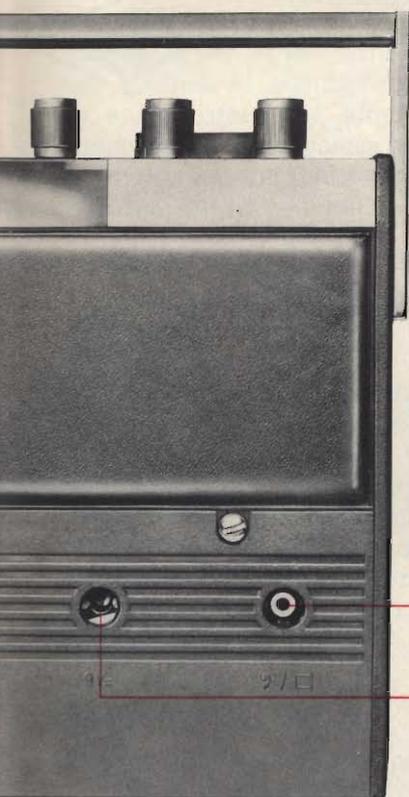
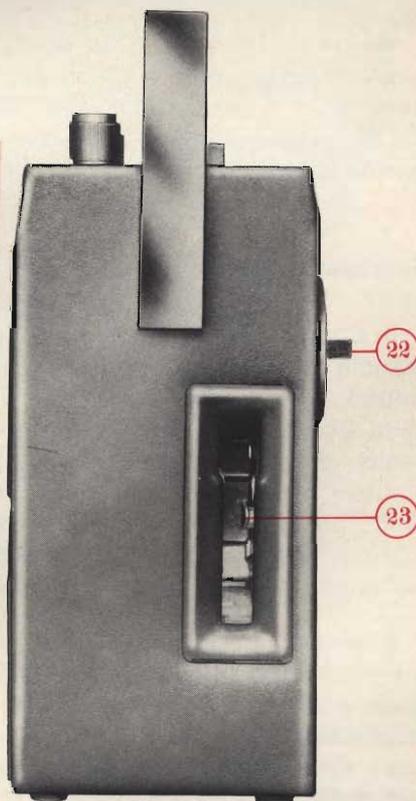



Fig. 4 - La fessura per l'introduzione della cassetta (23) e la relativa manopola di comando.

come controllo di tono, sia sugli alti che sui bassi. Il ricevitore è dotato di una antenna interna in ferrite, efficace sulle onde medie e lunghe, e di una antenna telescopica per FM e onde corte.

Come portatile l'apparecchio è alimentato da 6 pile da 1,5 V ciascuna. Un deterioramento nella qualità di riproduzione o un indebolimento nel volume è quasi sempre dovuto all'esaurimento delle pile; a scopo di controllo è inserito un indicatore ottico (15) della carica delle batterie.

Mediante apposito trasformatore-raddrizzatore il Combiphon può anche essere collegato alla rete di alimentazione a 220 V c.a.

La presa 20, visibile in figura 2, permette di collegarsi ad un giradischi o ad un registratore; effettuata la connessione, premendo i pulsanti 6 e 7 si ottiene l'ascolto attraverso l'amplificatore dell'apparecchio.

La presa 18, visibile in figura 3, consente il collegamento di un altoparlante esterno o di una cuffia con impedenza 4,5 Ω, in questo caso l'altoparlante incorporato viene automaticamente disinserito.

Funzionamento come autoradio

Il Combiphon va inserito nell'apposita plancia di fissaggio installata sull'automezzo, ed automaticamente vengono stabiliti i contatti con la batteria e con l'antenna dell'auto. Premendo il pulsante « auto » si mette in funzione l'apparecchio; per ottenere i migliori risultati è opportuno adottare un efficace sistema di schermatura del motore.

È anche possibile stabilire il collegamento con un altoparlante esterno sistemato a bordo dell'automobile; curando un po' l'adattamento acustico si possono ottenere riproduzioni di grande qualità, specie in FM e con i nastri.

Funzionamento come registratore

Il grande vantaggio del Combiphon è costituito senz'altro dalla possibilità di utilizzazione come registratore per nastri a cassetta.

Riproduzione - Messo in funzione l'apparecchio per mezzo dell'interruttore 4, si può introdurre la cassetta nella fessura laterale 23 (vedi figura 4). Occorre controllare che l'impugnatura della manopola 22 sia in posizione orizzontale, e che le fenditure della cassetta siano verso l'alto. L'inizio e la fine della riproduzione sono comandati dai due pulsanti « start » (17) e « stop » (16). Il tasto mobile 13 guida lo svolgimento e il riavvolgimento rapido, secondo che sia spinto a sinistra o a destra. La cassetta viene espulsa mediante rotazione della manopola 22.

Registrazione - Può avvenire direttamente dalla parte radio dell'apparecchio, oppure dall'esterno tramite microfono, giradischi od un'altra sorgente di segnali. Durante la registrazione l'eventuale incisione preesistente sul nastro viene automaticamente cancellata. L'inserimento della cassetta va effettuato nella maniera già descritta.

Per la registrazione dalla radio si sintonizza la stazione desiderata, quindi si schiacciano i pulsanti « aufnahme » (5, registrazione) e « start » (17). L'illuminazione della lampada di controllo (2) indica che la registrazione è in corso. In queste condizioni il perfetto adattamento tra la radio ed il registratore permette di ottenere incisioni di grande qualità e purezza, soprattutto in FM. Il livello di incisione viene controllato mediante l'apposito indicatore (14) e regolato mediante la manopola (1).

La registrazione da un giradischi o da un microfono avviene con le stesse modalità, stabilendo il collegamento alle apposite prese 20 e 21.

CHINAGLIA S.A.S.
elettrocostruzioni

MIGNONTESTER 365

- tascabile
- con dispositivo di protezione
- portate 36
- sensibilità

20.000-10.0000-5.000 Ω/V cc e ca

CARATTERISTICHE - SCATOLA in materiale antiurto, calotta stampata in metacrilato trasparente che conferisce al quadrante grande luminosità. **STRUMENTO** tipo a bobina mobile e magnete permanente (sensibilità 20.000, 10.000, 5.000 ΩV) quadrante ampio con scale a colori, indice a coltello, vite esterna per la regolazione dello zero. **POTENZIOMETRO:** per la regolazione dello zero dell'indice nelle portate ohmmetriche - **COMMUTATORE** di tipo speciale rotante per il raddoppio delle portate - **BOCCOLE** per tutte le portate - **PUNTALI** con manicotti ad alto isolamento - **ALIMENTAZIONE:** l'ohmmetro va alimentato da due pile a cartuccia da 1,5 V che vengono alloggiate nell'interno della scatola.
Dimensioni: mm. 90 x 87 x 37

● **sede:**
32100 BELLUNO
Via T. Vecellio, 32, Tel. 25102

● **filiale:**
20122 MILANO
Via C. del Fante, 14, Tel. 833371

● **filiale:**
(München) 8192
GARTEMBERG
Edelweissweg 28

Vcc	20 kΩV - 100 mV - 2,5-25-250-1000 V
Vcc e CA	5-10 kΩV - 5-10-50-100-500-1000 V
mA CC	50-100-200 µA - 500 mA - 1 A
dB	— 10 + 62 in 6 portate
V BF	5-10-50-100-500-1000 V
Ω	10 K (cs. 50Ω) - 10 MΩ (cs. 50 KΩ)

Prezzo per Radiotecnici franco ns/ Stabilimento
MIGNONTESTER 365
L. 8200
MIGNONTESTER 300
uguale formato 29 portate sensibilità 2000-1000 ΩV
L. 7000

Richiedeteli presso i Rivenditori R.T.V.

EGGER LECTRON

IL DOMINO ELETTRONICO

Le costruzioni a forma di giocattolo hanno, per molti anni, offerto ai bambini una inesauribile sorgente di attività creativa. Non c'è da stupirsi se la tecnica si è ricordata di ciò ed ha realizzato un ottimo ed efficiente sistema di costruzione.

L'energia elettrica, che governa pienamente la nostra esistenza quotidiana, rimane per la maggior parte dell'umanità un mondo nemico, perché essa sfugge alla nostra percezione immediata e per di più non tutti i suoi effetti sono piacevoli: infatti un suo uso irresponsabile ed inesperto ha sovente conseguenze mortali.

Con il nuovo sistema di costruzioni elettroniche, presentato dalla Casa tedesca EGGER, chiunque si può avvicinare senza timore all'elettronica; infatti, la massima tensione nei circuiti è di 9 V. I singoli componenti elettronici (resistenze, condensatori, bobine, diodi, fotocellule, lampade al neon, potenziometri) sono racchiusi in cubi di plastica trasparenti.

Sulle pareti laterali dei cubi sono situate le piastrine di contatto, mentre sulla superficie superiore v'è inciso il simbolo del componente contenuto. I transistori, racchiusi anch'essi come gli altri elementi nei contenitori, al posto dei contatti hanno le tre uscite.

Per i fili di collegamento: a croce, a T e ad angolo sono stati realizzati degli appositi cubi come del resto per l'altoparlante, le batterie e lo strumento di misura, che sono contenuti in un blocco di polistirolo di maggiori dimensioni. Il collegamento dei componenti è molto semplice: basta appoggiare i cubetti su una apposita piastra di metallo che funge anche da massa, nello stesso modo in cui sono disposti sullo schema di principio. Piccoli magneti racchiusi negli stessi cubi assicurano il legame tra componente e componente e fra piastra metallica e componente.

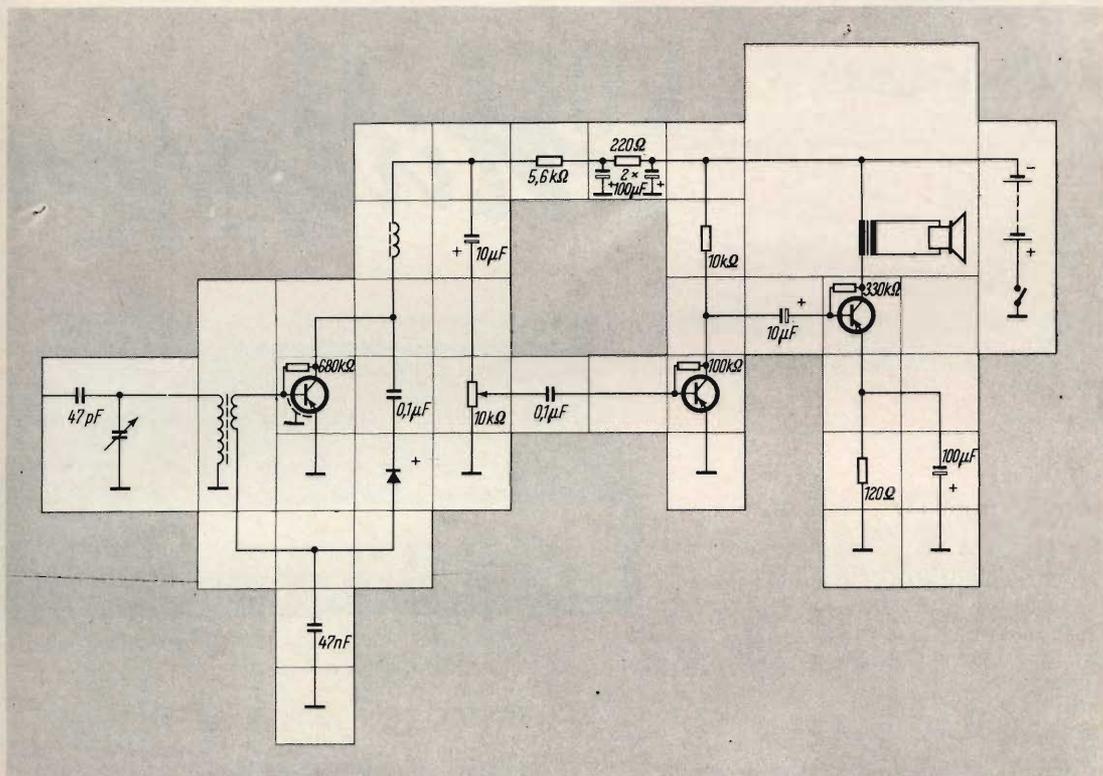
In ogni scatola di montaggio vi sono le istruzioni, gli schemi e le spiegazioni sul funzionamento dei circuiti. Per estendere il campo dell'impiego delle scatole si possono acquistare i componenti separati.

Per la molteplicità degli esempi e per la chiarezza delle spiegazioni le scatole possono essere usate nelle scuole o negli istituti professionali.

Nelle istruzioni sono spiegate le funzioni dei singoli componenti e le prove

da eseguire sugli stessi per rilevarne le caratteristiche. Il sistema può anche essere di grande utilità nelle industrie e nei laboratori, dove la velocità di assiemaggio di un progetto è elemento fondamentale.

La robustezza dei singoli cubi, i quali, qui in redazione, sono caduti da un tavolo senza rompersi, garantisce la loro durevolezza.

Per concludere, il « lectronic-system » è il mezzo didattico più convincente e, al tempo stesso, divertente; è l'ausilio ideale dello sperimentatore al quale solleva il tempo della fase esecutiva.

EGGER LECTRON

il sistema sperimentale di oggi e di domani è disponibile nei seguenti tipi:

SCATOLA BASE - SM/8000

« Introduzione all'elettronica »

Comprende 20 esperimenti con due transistor, resistenze, condensatori, fotoresistenze, termoresistenze, strumento di misura e molti altri componenti, è dotata anche di una lavagna metallica e un manuale di esperimenti con 90 schemi di principio e di montaggio e le descrizioni della scatola base come delle altre scatole di costruzione.

SCATOLA DI COSTRUZIONE 1 - SM/8100

« Elettronica elementare » comprende oltre 30 ricerche che introducono alla tecnica del suono con un ricevitore radio e tre transistor.

SCATOLA DI COSTRUZIONE 2 - SM/8200

« Alta elettronica » comprende 40 ricerche come: elevatori di tensione, stabilizzatori di tensione, tecnica dei relé e così via.

SCATOLA SUPER LECTRON A - SM/8300

« Introduzione all'elettronica » + « elettronica elementare » comprende 50 ricerche: dalla tecnica del suono ai radioricevitori a tre transistor. Contiene anche una lavagna metallica ed un manuale di esperimenti con 90 schemi di principio e una dettagliata descrizione dalla scatola base e delle altre scatole di mantaggio.

SCATOLA LABOR - SM/8400

Dà la possibilità di eseguire 90 ricerche base. Impiegato da personale tecnico nelle industrie e nei laboratori offre una gamma vastissima di ricerche.

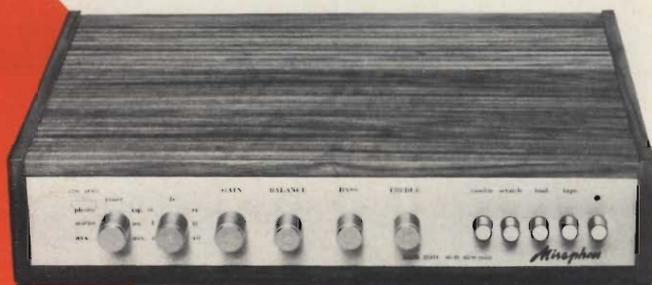
MINI LECTRON - SM/8500

Il laboratorio giocattolo di elettronica, inizia i giovani di qualsiasi età ai segreti dell'elettronica. Semplice, funzionale, istruttivo, e a basso prezzo.

AMPLIFICATORE STEREO

44 + 44

Miraphon

MST 4

Z/756

CARATTERISTICHE TECNICHE

Potenza max di picco su 8 Ω	: 44 + 44 W
Risposta in frequenza	: 10 ÷ 80.000 Hz ± 1 dB
Distorsione	: ⩽ 0,25 %
Regolazione bassi	: + 15 — 15 dB a 50 Hz
Regolazione alti	: + 15 — 15 dB a 10.000 Hz
Rapporto segnale/disturbo	: ⩾ 70 dB
Ingressi	: N° 3 basso livello N° 4 alto livello
Transistori impiegati	: N° 20 + 4 diodi
Dimensioni	: 448 x 100 x 330 mm
Prezzo listino	: L. 137.200

RICHIEDETE I CATALOGHI MIRAPHON ALLA G.B.C. ITALIANA

REGISTRATORE PHILIPS EL 3302

NOTE DI SERVIZIO

Nell'articolo vengono esaminati in dettaglio i problemi relativi alla manutenzione, regolazione e riparazione del registratore magnetico a caricatori EL 3302.

Questo apparecchio presenta un insieme di caratteristiche tecniche veramente rilevanti, che ne hanno garantito un notevole successo commerciale.

Pur adottando la velocità di trascinamento del nastro di soli 4,75 cm/s viene ottenuta una risposta di frequenza estesa da 80 a 10.000 Hz, con una potenza d'uscita di 400 mW, più che sufficiente per un buon volume d'ascolto, mentre il rapporto segnale/disturbo risulta migliore di 45 dB. L'uso di caricatori a due piste, oltre a consentire una durata massima di registrazione di 90 minuti, favorisce la estrema rapidità e praticità di funzionamento dell'apparecchio.

Le possibilità di lavoro sono assai estese, e prevedono tutti i collegamenti esterni con sorgenti di segnale e con sistemi di riproduzione. L'alimentazione è a 7,5 Volt c.c. a batteria oppure tramite apposito alimentatore dalla rete; un milliamperometro incorporato permette di controllare la carica delle batterie, oltre che del livello del segnale in registrazione e riproduzione.

Non è il caso di soffermarsi ulteriormente sul funzionamento dell'apparecchio che viene ampiamente descritto nel manuale fornito dalla casa. Vogliamo solo dare qualche cenno sul circuito elettrico.

Come è noto l'apparecchio è interamente transistorizzato, e il circuito elettrico si può dividere nei tre classici blocchi funzionali di: preamplificatore - equalizzatore, oscillatore, amplificatore d'uscita. La parte più originale è costituita dal circuito di stabilizzazione del motore per le variazioni di carico e le variazioni di tensione.

Lo schema di principio semplificato è mostrato in figura 1. Nel caso di un aumento di tensione la V_{BE} di TS8 diminuisce, portando lo stesso TS8 a condurre meno. Di conseguenza anche TS9, comandato dalla corrente di base, viene portato a condurre di meno e riporta la corrente nel motore al valore originario. Il comportamento è perfettamente inverso se la tensione diminuisce. Per mantenere costante il numero di giri del motore in funzione dell'aumento del carico, occorre che la tensione ai capi del motore aumenti

proporzionalmente. Ciò viene ottenuto grazie alla resistenza R; infatti come aumenta l'assorbimento del motore, il conseguente aumento della caduta di tensione su R ha l'effetto di aumentare la V_{BE} di TS8. In maniera analoga al caso precedente anche TS9 conduce più corrente ed aumenta la tensione disponibile ai capi del motore.

Fig. 1 - Schema semplificato del circuito di regolazione del motore.

MANUTENZIONE ORDINARIA

Questo registratore funziona con grande precisione e non richiede manutenzione particolare. Tuttavia è consigliabile di tanto in tanto eliminare la polvere che si deposita sulle testine magnetiche. A questo scopo bisogna estrarre il caricatore e spingere il tasto di comando in posizione « riproduzione »; le parti anteriori delle testine vanno pulite con un panno, eventualmente imbevuto di alcool.

Il meccanismo di trascinamento non deve essere ingrassato.

RIPARAZIONI E REGOLAZIONI MECCANICHE

Le parti meccaniche dell'apparecchio sono mostrate nel disegno esploso di figura 2.

I riferimenti sono qui elencati:

N.	DESCRIZIONE
1	Vite a testa cilindrica
2	Rondella 2 mm
3	Vite a testa cilindrica 2 x 8 mm
4	Rondella dentata 3 mm
5	Vite a testa cilindrica 2 x 12 mm
6	Rondella di chiusura 3 mm
7	Rondella di pressione a molla 3 mm
8	Rondella
25	Testina di cancellazione
26	Testina di registr. riproduz.
28	Molletta di pressione sotto la testina di registraz.-riproduz.
29	Molletta a lame sotto il tastino di registrazione
30	Molla d'arresto
31	Insieme rullo d'arresto
35	Sferetta
36	Leva del commutatore
37	Molla a filo della squadra di comando
38	Molla a lame dello strumento
39	Rondella
40	Rullo
41	Insieme leva
43	Molla a filo sotto la leva
44	Ins. leva del rullo di avvolgimento
45	Ins. puleggia
46	Rondella sotto la puleggia
47	Cinghia
48	Molla a filo della squadra di freno
49	Molla
50	Molla di traz. sulla squadra di freno
51	Cappuccio sopra il piatto portabobina
52	Squadra di freno
53	Ins. leva del rullo premi-nastro
54	Ins. piatto portabobine
55	Molla sulla leva del rullo di pressione
56	Rondella della squadra di freno
57	Molla a lame per caricatore
59	Contatti per pile
60	Molla a filo
62	Commutatore SK1
63	Ins. galletto di pressione
64	Rondella
65	Cinghia di trascinamento
66	Ins. volano
67	Supporto del cuscinetto del volano
68	Ins. motore
69	Premistoppa
70	Asse
73	Squadra
74	Molla
	Ins. circuito stampato per regolazione giri motore
90	Ins. piastra di connessione
91	Molla a lame sotto la manopola di comando
93	Molla di contatto di SK2 e SK3
94	Molla di contatto di SK2 e SK3
95	Molla di contatto

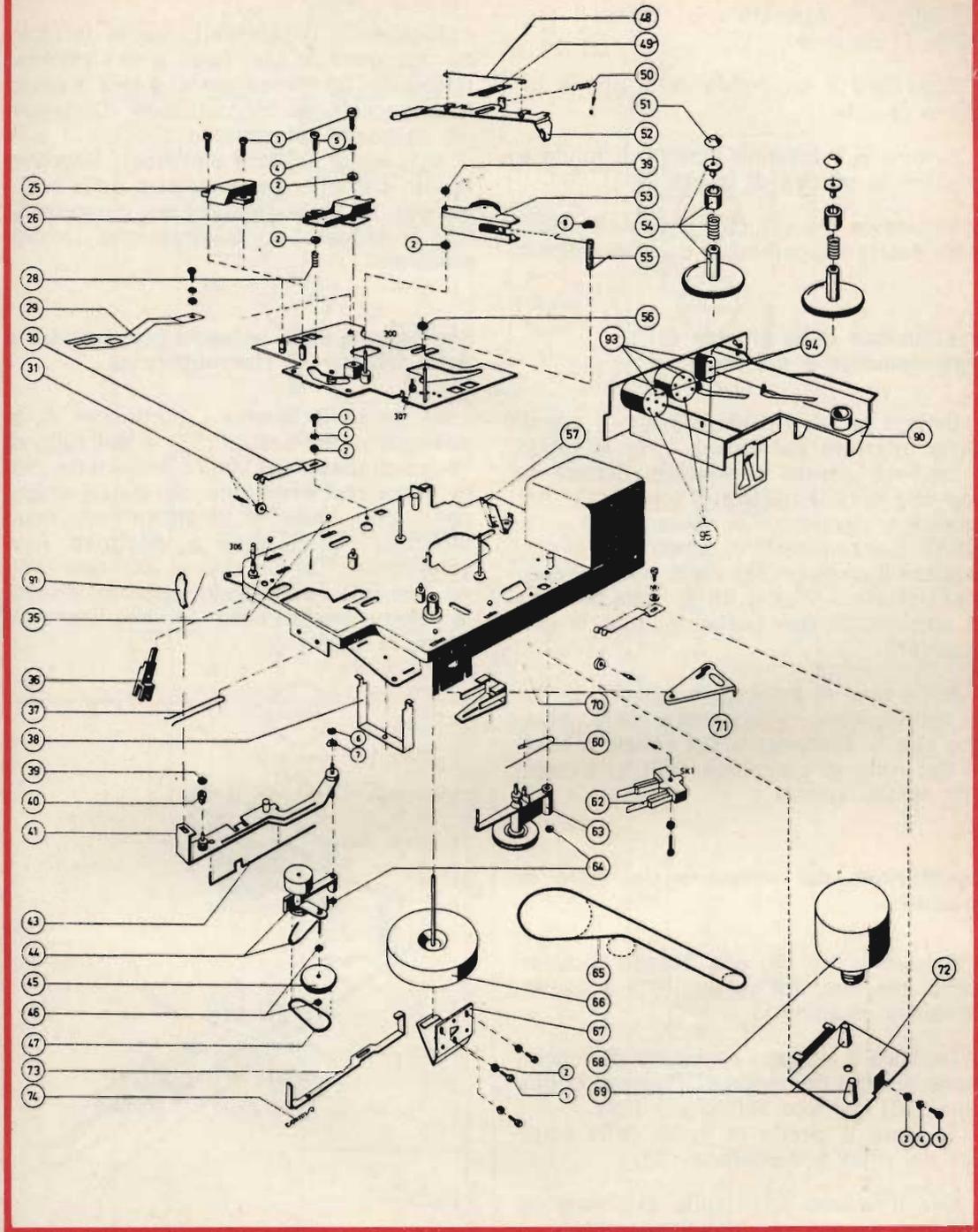



Fig. 2 - Vista esplosa delle parti meccaniche del registratore.

Smontaggio del contenitore

Togliere il caricatore e sfilare il pulsante di comando.

Sganciare il coperchio delle pile e togliere le pile.

Svitare la vite della piastra di fondo e togliere la piastra di fondo.

Svitare le tre viti che fissano il telaio e far uscire l'apparecchio dal contenitore.

Sostituzione della cinghia di trascinamento e del motore

Svitare le tre viti che fissano il cuscinetto inferiore del volano (67) al telaio e togliere questo cuscinetto. Svitare la vite che fissa la piastra di fondo (72) del motore al manicotto di schermatura e togliere questa piastra di fondo. Ora si può togliere il motore (68) dalla schermatura, dissaldando i relativi fili di collegamento al circuito. Si può anche togliere la cinghia (65).

Nella fase di montaggio, quando si fissa nuovamente il cuscinetto (67), bisogna che la scanalatura del volano e quella del rullo di pressione (63) si trovino alla stessa altezza.

Sostituzione del volano e del rullo di pressione

Svitare le tre viti che fissano il cuscinetto inferiore del volano (67) e togliere questo cuscinetto.

Togliere il circuito stampato di regolazione dei giri del motore. Staccare la cinghia (65) dal lato del volano (66).
Togliere il circlip in nylon della squadra del rullo di pressione (63).

Ora il volano ed il rullo di pressione possono essere tolti simultaneamente.

Nel montaggio usare le cautele già indicate precedentemente, inoltre la flangia della squadretta del rullo di pressione deve agganciarsi nella molla a filo (60).

Regolazione della testina registrazione-riproduzione

Togliere il coperchietto sopra le testine, spingendolo con forza verso sinistra. Introdurre un caricatore di prova e porre l'apparecchio su riproduzione. Collegare un voltmetro elettronico ai capi 2 e 3 di BU1 (vedi schema elettrico). Regolare la vite che si trova a sinistra della testina, che ne varia l'altezza sul piano base, fino a leggere sullo strumento l'uscita massima.

Regolazione della puleggia premi-nastro e della frizione di riavvolgimento

La figura 3 illustra i particolari della puleggia premi-nastro (53) e del rullo di riavvolgimento. Un valore imperfetto della pressione esercitata da questi dispositivi può causare inconvenienti, quali difettosa riproduzione o difettoso riavvolgimento. La pressione dei due rulli va regolata, spostando opportunamente le relative molle, entro i valori limite indicati in figura.

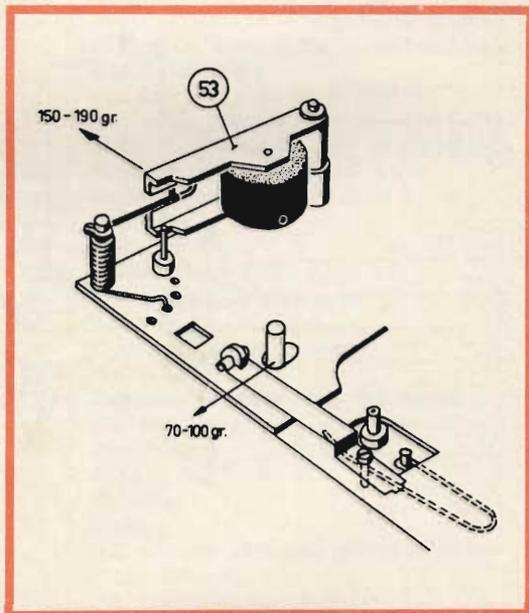



Fig. 3 - Particolari della puleggia premi-nastro e del rullo di riavvolgimento.

Fig. 4 - Schema elettrico.

MISURE ELETTRICHE

Lo schema elettrico dell'apparecchio è mostrato in figura 4.

Sensibilità di riproduzione

Sostituire l'altoparlante con una resistenza di carico di 8 Ω.

Regolatore di volume al massimo.

Applicare un segnale di 1 kHz al punto di misura 6 di BU2 attraverso una resistenza da 22 kΩ.

Regolare la tensione di modo che si abbiano 630 mV ai capi della resistenza di carico di 8 Ω.

La tensione d'ingresso dovrà essere di 40 mV ± 2 dB.

Sensibilità di registrazione

Applicare un segnale di 1 kHz al capo 1 di BU1 attraverso una resistenza di 1,5 Ω.

Collegare un voltmetro elettronico al punto di misura 6 di BU2.

Regolatore di volume al massimo

Regolare la tensione d'ingresso fino a che si leggano 4 mV al punto di misura.

La tensione di ingresso dovrà essere di 120 mV ± 2 dB.

Sensibilità degli stadi

Riproduzione:

Applicare al punto 1 di BU1 un segnale di 1 kHz — 40 mV attraverso una resistenza di 1,5 MΩ. Successivamente si devono leggere le tensioni indicate.

TABELLA 2

	TS1	TS2	TS3	TS4	TS5
Collettore	0,028 mV	2 mV	54 mV	—	800 mV
Emettitore	—	—	—	30 mV	—

Registrazione:

Applicare al punto 1 di BU1 un segnale di 1 kHz — 40 mV attraverso una resistenza da 1,5 MΩ. Successivamente si devono leggere le tensioni indicate.

TABELLA 3

	TS1	TS2	TS3	TS4
Collettore	3,4 mV	14 mV	320 mV	—
Emettitore	—	—	—	300 mV
Base	0,15 mV	—	—	—

N.B. - Il materiale illustrativo è originale Philips.

ELENCO DEI COMPONENTI

Resistenze

R1 = 1,5 MΩ	R19 = 820 Ω	R37 = 18 Ω
R2 = 3,9 kΩ	R20 = 33 Ω	R38 = 150 Ω
R3 = 56 kΩ	R21 = 820 Ω	R39 = 100 Ω
R4 = 10 kΩ	R22 = 1,5 kΩ	R40 = 47 Ω
R5 = 22 Ω	R23 = 18 kΩ	R41 = 270 Ω
R6 = 4,7 kΩ	R24 = 2,2 kΩ	R42 = 18 kΩ
R7 = 2,2 kΩ	R25 = 820 Ω	R43 = 270 Ω
R8 = 56 kΩ	R26 = 15 kΩ	R44 = 560 Ω
R9 = 15 kΩ	R27 = 10 kΩ	R45 = 150 Ω
R10 = 1 kΩ	R28 = 330 Ω	R46 = manca
R11 = 3,9 kΩ	R29 = 680 Ω	R47 = 18 Ω
R12 = 1,8 kΩ	R30 = 470 Ω	R48 = 10 Ω
R13 = 1,8 kΩ	R31 = 1,5 kΩ	R49 = 330 Ω
R14 = 33 kΩ	R32 = 150 Ω	R50 = 820 Ω
R15 = 8,2 kΩ	R33 = 4,7 kΩ	R51 = 20 kΩ pot.
R16 = 3,9 kΩ	R34 = 22 kΩ	R52 = 20 kΩ pot.
R17 = 470 Ω	R35 = 18 kΩ	R53 = 10 kΩ pot.
R18 = 2,7 kΩ	R36 = 18 kΩ	R54 = 220 Ω
		R55 = 100 Ω

Condensatori

C1 = 2,5 μF	C11 = 82 kpF	C21 = 2,5 μF
C2 = 40 μF	C12 = 2,5 μF	C22 = 64 μF
C3 = 2,5 μF	C13 = 40 μF	C23 = 64 μF
C4 = 2,5 μF	C14 = 18 kpF	C24 = 400 μF
C5 = 2,5 μF	C15 = 200 μF	C25 = 800 μF
C6 = 2,5 μF	C16 = 47 kpF	C26 = 64 μF
C7 = 40 μF	C17 = 2,5 μF	C27 = 100 kpF
C8 = 25 μF	C18 = 25 μF	C28 = 100 kpF
C9 = 330 pF	C19 = 40 μF	C29 = 100 kpF
C10 = 0,6 μF	C20 = 100 kpF	C30 = 10 kpF

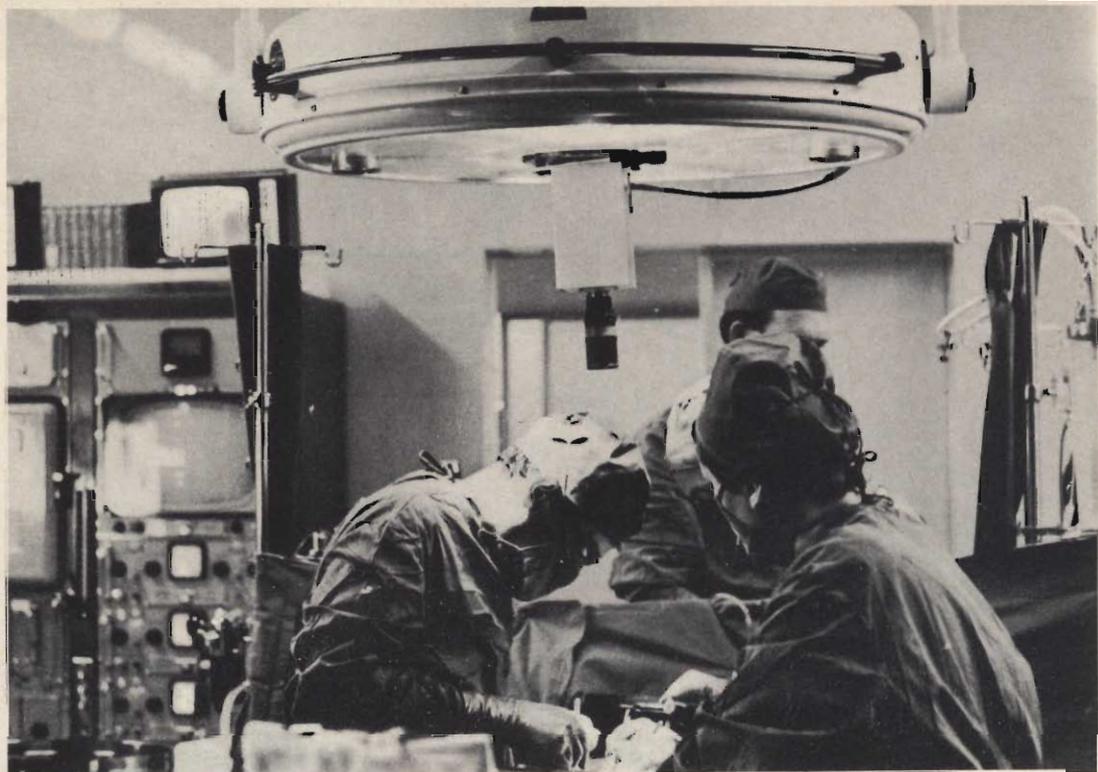
Diodi

GR1, GR2, GR3 = BA114

Transistor

TS1, TS2, TS3, TS7 = AC125
TS4, TS5 = AC126
TS6b, TS8 = AC127
TS6a, TS9 = AC128

SOCIETÀ ITALIANA TELECOMUNICAZIONI SIEMENS s.p.a.
Sede, direzione generale e uffici: 20149 Milano p.le Zavattari 12
IL REGISTRATORE SENZA COMPROMESSI
Il registratore REVOX è stato progettato con cura e senza economie in ogni più piccolo particolare.
Il registratore REVOX, in tutto il mondo, è scelto dagli esperti più esigenti per impieghi di amatore, di laboratorio e professionali.
Il registratore REVOX ha 2 o 4 tracce mono e stereo, 3 testine doppie, 3 motori, 9,5 e 19 cm/s, bobine fino a 26,5 cm, risposta da 40÷18.000 Hz, dinamica fino a 55 dB ed è garantito in Italia dalla Società Italiana Telecomunicazioni Siemens.
REVOX
G 36
REVOX
TELECOMUNICAZIONI
AUSO
SIEMENS

SOCIETÀ ITALIANA TELECOMUNICAZIONI SIEMENS s.p.a.
Sede, direzione generale e uffici: 20149 Milano p.le Zavattari 12
UN MICROFONO
CHE SI DISTINGUE
Un microfono BEYER per cantare, suonare, parlare, raccogliere il variopinto mondo dei suoni.
Un microfono BEYER a nastro, a bobina mobile, direzionale, panoramico, sempre a livello professionale.
Un microfono BEYER porta un nome che rappresenta lo standard di qualità in campo internazionale, garantito in Italia dalla Società Italiana Telecomunicazioni Siemens.
BEYER
MICROFONI
TELECOMUNICAZIONI
AUSO
SIEMENS

L'OPERAZIONE AL CUORE

Vista attraverso una nuova telecamera speciale a transistor per televisione a circuito chiuso impiegata all'Ospedale Maggiore di Milano per il Corso superiore di aggiornamento sulle cardiopatie congenite.

Al centro A. De Gasperis dell'Ospedale Maggiore di Milano, dal 18 al 23 settembre scorso si è svolto il « **Corso superiore di aggiornamento sulle cardiopatie congenite** » promosso dai professori Fausto Rovelli e Renato Donatelli.

Per le esercitazioni pratiche di cardiologia e cardiochirurgia la G.B.C. italiana ha realizzato due impianti televisivi a circuito chiuso (impiegando 6 telecamere) per il trasferimento delle immagini dalle sale operatorie alle aule, dando così modo ai numerosi medici partecipanti al corso, di assistere ad interventi di alta chirurgia cardiaca avendo l'impressione di trovarsi nella stessa sala operatoria.

In una esercitazione pratica di cateterismo cardiaco diretta con grande competenza dal Professor Fausto Rovelli, dall'aula gremita di medici, si aveva proprio la sensazione di trovarsi nella sala vicino al malato.

Infatti mentre su un televisore da 25" si vedeva chiaramente il catetere oscillare nella cavità del cuore e i rumori cardiaci si diffondevano in modo netto nel-

l'ambiente, creando un'aria di « suspense », su un altro televisore pure di 25" si potevano seguire nitidamente i tracciati elettrocardiografici delle pressioni intracardiache. La conversazione microfonica fra il Professor Rovelli e la sala dove si svolgeva il cateterismo a 400 metri di distanza ha reso l'esperienza più viva e immediata tanto da riscuotere un caloroso e lungo applauso. Ciò grazie anche, alla grande efficacia degli impianti audio visivi G.B.C. che hanno creato questa suggestione. E qui sta proprio la grande importanza della televisione a circuito chiuso per scopi didattici, specie universitari, e congressuali; cioè dare la possibilità ad un gran numero di studenti, professionisti e scienziati di assistere ad esercitazioni di alto livello scientifico, altrimenti riservate solo a pochi.

Le telecamere chirurgiche G.B.C. con le loro elevate caratteristiche tecniche hanno ottenuto proprio questo risultato e i lunghi applausi a fine trasmissione lo hanno confermato.

Ed ora veniamo al vero motivo, ovvero, alla novità per la quale abbiamo realizzato questo servizio: la telecamera speciale G.B.C. che per la sua leggerezza (1.500 g) e per le sue ridotte dimensioni (160 mm.) ha trovato facilmente posto (come da foto) al centro dello specchio parabolico, consentendo di riprendere sempre il campo operatorio nelle migliori condizioni di luce e posizione e che per il suo circuito automatico di sensibilità non richiede nè regolazioni nè operatori: cioè

noi vediamo sul monitor il campo operatorio così come lo vede il chirurgo, e le tre foto (di pagina precedente) riprese da un monitor nell'aula a 400 m di distanza, confermano questa sensazione. Queste foto riprendono in tre fasi successive l'intervento centrale di una grave malformazione congenita del cuore « tetralogia di Fallot »; da notare la grande definizione dei dettagli e il suggestivo contrasto.

Ma quello che più conta di tutto ciò è il fatto che i Professori Rovelli e Donatelli rispettivamente primari dei reparti chirurgia e cardiologia e promotori di questo **« Corso superiore di aggiornamento delle cardiopatie congenite »** e tutti i loro collaboratori si sono vivamente complimentati per l'ottimo risultato degli impianti televisivi a circuito chiuso allestiti dalla G.B.C. italiana.

Le telecamere menzionate in questo articolo sono ampiamente descritte nel fascicolo di settembre 1967 della nostra rivista.

IL MEGLIO DELL'ALTA FEDELTA' DISTRIBUITO IN ITALIA DALLA

GBC electronics

mostra della casa moderna - Udine

POTENZIOMETRI • POTENTIOMETERS • POTENTIOMETER
POTENTIOMETRES • POTENCIOMETROS

una vasta gamma di tipi standard a strato di carbone e a filo

modelli speciali per ogni esigenza

per l'industria: Giradischi e cambiadischi monofonici, stereofonici e per Hi-Fi • Cartucce piezoelettriche • Macchinario elettrico

LESA - COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE S.P.A. - VIA BERGAMO 21 - MILANO

LESA OF AMERICA - NEW YORK/N.Y. • LESA DEUTSCHLAND - FREIBURG i/Br. • LESA FRANCE - LYON • LESA ELECTRA - BELLINZONA

ABBONAMENTI 1968 e NUOVO CATALOGO G.B.C.

Abbonamento 1968 a SELEZIONE RADIO TV	L. 3.900
I volume catalogo, pagg. 900	» 3.600
Spese di porto volume	» 600
	L. 8.100

PREZZO RIDOTTO L. 5.500

Chi sottoscrive l'abbonamento 1968 a SELEZIONE RADIO TV presso le sedi dell'organizzazione G.B.C. in Italia, e ritira direttamente il I volume versa soltanto L. 4.900

Abbonamento a SPERIMENTARE 1968	L. 2.900
II volume catalogo, pagg. 900	» 3.600
Spese di porto volume	» 600
	L. 7.100

PREZZO RIDOTTO L. 4.500

Chi sottoscrive l'abbonamento 1968 a SPERIMENTARE presso le sedi dell'organizzazione G.B.C. in Italia, e ritira direttamente il II volume versa soltanto L. 3.900

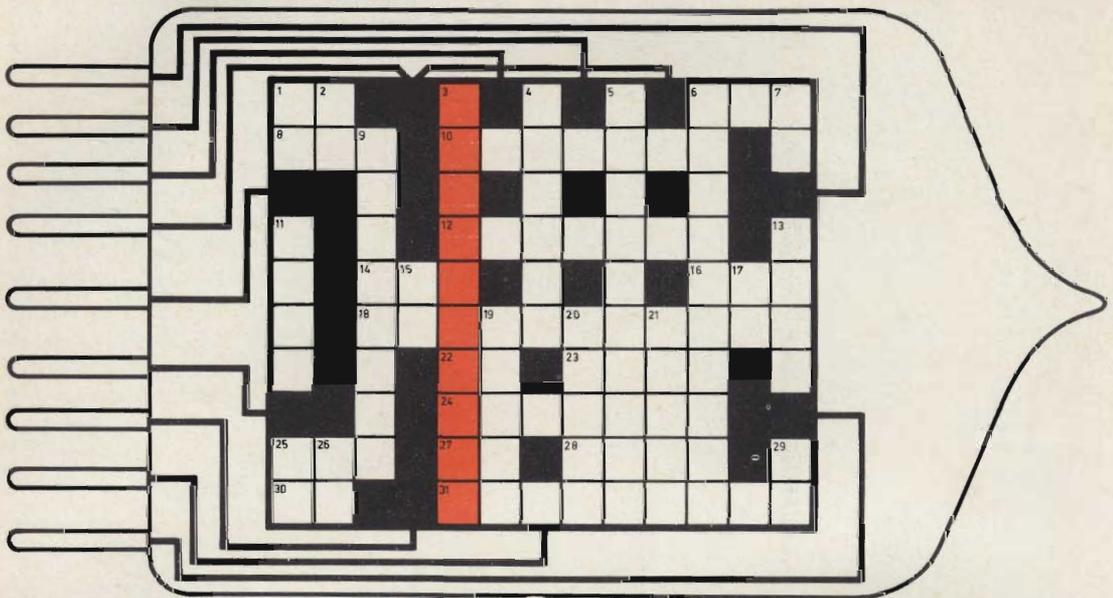
NON SIAT
ab

In occasione dell'uscita dei DUE V
italiana siamo lieti di offrire a

E COME LUI
bonatevi

UMI del nuovo CATALOGO COMPONENTI ELETTRONICI della G.B.C.
ostri lettori le COMBINAZIONI ECCEZIONALI di fianco riportate.

CRUCIVERBA TECNICO

IL TRIODO PENTODO

Orizzontali

1) Sigla di transistor per alta frequenza. 6) Caduta di tensione. 8) Unità di informazione per memoria magnetica. 10) È stato sufficiente. 12) Un tetrodo rovesciato. 14) L'inizio del 9) verticale. 16) Quello magnetico della bussola. 18) È necessario nell'accoppiamento fra stadi ad impedenza diversa. 22) Iniziali di tensione negativa. 23) Prova attitudinale. 24) Banda di frequenza allargata. 25) Si usa per i contatti dei relé fonici. 27) Gli estremi del Volt. 28) Parzialmente istantaneo. 30) Sigla di transistor al germanio di commutazione di piccola potenza. 31) Matassa di filo che non si riesce a sbrogliare.

Verticali

1) Sigla di valvola doppio diodo con filamento a 4 V. 2) Frequenza intermedia. 3) Un ottimo consiglio. 4) Parzialmente in distorsione. 5) Si generano sovrapponendo due frequenze sfasate. 6) Lega di rame e nichel usata per resistenze di laboratorio. 7) Sigla di diodo Tunnel. 9) Materiale usato per condensatori di grande capacità e piccole dimensioni. 11) Interessa l'idraulico e il radiotecnico se termoionico. 13) Nuovo sistema algebrico per i calcolatori elettronici. 15) Sigla di transistor al germanio di potenza BF. 17) Bulbo di valvole termoioniche in vetro, di dimensioni più piccole delle G. 19) Istantaneo, senza vocali. 20) Dal basso all'alto: metà tensione a 50 Hz. 21) Per imballo di materiale e anche acustiche (dal basso all'alto). 25) Sigla di diodi al germanio o silicio. 26) Sigla di valvole trasmittenti. 29) Come il 25) verticale.

RESISTENZE SPECIALI

NUOVI COMPONENTI

In questo articolo tratteremo di alcuni nuovi tipi di resistenze interessanti, esponendo i loro vantaggi e le loro diverse applicazioni.

LE RESISTENZE PER GLI APPARECCHI A ONDE ULTRA-CORTE

Un procedimento che permetta di costruire resistenze che possono essere utilizzate per le frequenze molto elevate delle micro-onde, consiste nell'adottare la tecnica « degli strati sottili », sulla quale del resto noi dovremo ritornare più avanti.

In questo caso particolare, normalmente si utilizza un deposito di uno « strato sottile » di metallo su un supporto ad alta resistività di uno spessore da 50 a 500 angstroms.

Si ottiene così una fascia sottilissima, che può essere paragonata all'« effetto pelle » cioé alla penetrazione della corrente per le frequenze esaminate; la pellicola sottilissima elimina dunque l'effetto pelle o caduta della resistenza, tranne che per delle frequenze particolarissime di 10.000 MHz.

Spesso una pellicola di carbone è depositata con un procedimento « pyrolitico » su un supporto di alluminio e utilizzata nel circuito a impulsi; si sono studiate delle tecniche che permettono di depositare uno strato protettore di quarzo molto sottile per evitare la penetrazione della umidità, e per assicurare una protezione meccanica della resistenza.

Esistono così delle lastre di resistenze per micro-onde che possono essere impiegate fino a 300.000 MHz negli attenuatori, negli adattatori di impedenza e di isolamento, nella protezione dei cristalli. Il materiale resistente è costituito da una pellicola di metallo di 1,25 μ di spessore, deposto sul supporto con uno strato protettore; la resistività è da 25 a 800 Ω per millesimi di pollice al quadrato, per delle tolleranze dal 2% al 10%.

Le piastrine-resistenti sono realizzate in materiali diversi, in una gamma da 13 x 30 cm a 20 x 55 cm, con spessori da 6μ a 6 mm.

La potenza dissipata può raggiungere 8 W, e alcuni elementi possono funzionare a una temperatura massima di superficie di 350 °C.

Un'altra resistenza speciale a strato metallico per micro-onde viene realizzata vaporizzando, per deposito simultaneo e fusione, una lega metallica a piccolo coefficiente di temperatura, su una base in ceramica a forma di cilindretto o di disco. La pellicola di metallo è fusa su il supporto e protetta in seguito da una fascia estremamente sottile sigillata di quarzo; il rumore di funzionamento è molto debole e la resistenza può funzionare fino a 200 °C; la gamma si stende da 0,010 a 400 Ω per delle tolleranze dal 2% al 5%. La potenza dissipata dai dischi può essere di 8 W, e quella dissipata dai cilindretti raggiunge i 5 W.

Quando è necessario montare diodi a cristallo, « miscelatori » a cristallo o altri componenti simili, c'è sempre il rischio di danneggiare il diodo per sovratensione o sovracorrente.

Depositando uno strato metallico su un supporto standard, si può realizzare una resistenza stabile e sicura e montarla in luogo di un diodo a cristallo. Le misure sono indipendenti dall'impedenza del cristallo, possono variare da un elemento all'altro e sono effettuate senza rischio di danneggiare un diodo molto costoso.

Esistono delle resistenze di questo genere su una gamma da 25 a 400 Ω con una tolleranza dal 2% al 5%.

La potenza nominale dissipata per una temperatura ambientale di 100 °C può raggiungere 1 W.

RESISTENZE A DOPPIO STRATO E FLESSIBILI

Le resistenze di precisione a strato offrono dei vantaggi molto importanti di peso, di induttanza, di durata di esercizio, di robustezza, in confronto a quelle a bobine; ma questi vantaggi sono limitati dal valore molto debole del coefficiente di temperatura e dalla stabilità di questo coefficiente per delle variazioni di temperatura importanti.

Le resistenze a doppio strato metallico permettono di ottenere un coefficiente di temperatura di 5 parti per milione/°C su una gamma da — 55 °C a + 175 °C per dei valori di resistenza compresa da 10 Ω a 25 Ω di potenza dissipata da 1/10 W a 2 W e con una gamma di tolleranza che si può abbassare da 0,01% fino a 0,5%.

Queste resistenze a doppio strato sono montate in parallelo e i loro materiali metallici sono scelti in modo da assicurare la massima compensazione mutua della variazione di resistenza, sotto l'azione del coefficiente di temperatura, della durata di servizio, dell'umidità e degli effetti combinati corrispondenti.

Si sono potute anche realizzare delle resistenze placcate e flessibili su dei supporti di 30 x 2,5 x 120 mm e le dimensioni degli elementi resistenti attuali sono di 6 x 2,5 x 75 mm.

Queste resistenze a strato metallico depositato sotto vuoto, sono adatte per circuiti nei quali la densità di ingombro può raggiungere 300.000 cm³ se lo si desidera.

La gamma di resistenza è compresa tra 5.000 e 25.000 Ω, la tolleranza è dell'1% e la potenza dissipata all'aria libera è di 0,1 W a 25 °C.

RESISTENZE A STRATO SOTTILE E LORO TRASFORMAZIONE

Tra i modelli più interessanti di resistenze speciali quelle a strato sottile presentano dei vantaggi rimarcabili di precisione, di stabilità, affidabilità alle alte frequenze e noi abbiamo già attirato la nostra attenzione sulle loro qualità più interessanti.

Esse si possono definire come resistori aventi uno strato resistente di uno spessore dell'ordine di 25 mμ. Grazie alla loro tecnica di fabbricazione molto perfezionata, i loro parametri elettrici possono essere controllati in modo molto rigoroso, cosa che assicura la possibilità di ottenere elementi di alta precisione con tolleranze molto strette. La necessità di ottenere questa precisione si è affermata nel corso di questi ultimi anni, e in confronto alle resistenze bobinate, quelle a strato presentano il vantaggio delle dimensioni ridotte e del modico prezzo di costo; esistono ormai due categorie: le resistenze a strato di carbone pyrolitico e quelle a strato metallico tipo **FILMET** della **MORGANITE** o serie « **MB Beyschlag** ».

Sono le resistenze a strato di carbone tipo **BEYSCHLAG** quelle che sono apparse per prime, durante l'ultima guerra, e per gli impieghi militari, in Germania, con tolleranze dall'1% al 20%.

Durante questo stesso periodo, le resistenze a strato di carbone sono state utilizzate negli Stati Uniti per elementi di semi-precisione con una tolleranza dell'ordine dell'1%.

Le resistenze a strato metallico sono state realizzate nel 1958, e per la prima volta si sono potute ottenere delle resistenze di alta precisione con tolleranze di 0,05% e dei coefficienti di resistenza in funzione della temperatura di 25 parti per milione per °C.

VARI TIPI DI RESISTENZE A STRATO

I diversi procedimenti che permettono il deposito degli strati resistenti che costituiscono l'elemento essenziale di questi resistori sono indicati nella **figura 1.**

La realizzazione degli strati resistenti sotto forma di nastri lisci è stata sviluppata in condizioni molto soddisfacenti, e sono state studiate tecniche molto ingegnose per assicurare il controllo preciso dei valori di resistenza.

Il procedimento di « cracking » del carbone è ben conosciuto: consiste nel depositare un vapore d'idrocarburo adatto, alla temperatura di circa 900°÷1100° C su un cilindretto o una piastrina in ceramica, in modo da produrre uno strato di carbone continuo. Il valore della resistenza ottenuta è controllato dalla pressione del vapore, dalla temperatura di cottura, e dalla durata dell'operazione. L'aumento del valore della resistenza e la regolazione finale sono ottenute per mezzo di una mola di diamante che traccia delle piste isolanti nello strato; ma la protezione dello strato è difficile. Gli strati di metallo nobile fusi su delle piastrine di vetro o di ceramica smaltata sono estremamente stabili.

Le proporzioni nelle quali i metalli sono mescolati hanno influenza sulla resistività

Fig. 1

e sul coefficiente di temperatura. Una lega 80/20 di oro/platino, assicura una resistività di 60 μΩ/cm, la resistività e il coefficiente di temperatura dipendono l'uno dall'altro, e una lega di questo tipo presenta un coefficiente di temperatura di 0,25% così come una lega 60/40 ha un coefficiente di temperatura di 0,06%.

Le resistenze sono realizzate depositando uno strato su una piastrina di vetro

Gli strati in composizior^ di carbone sono stati realizzati a partire da impasti a base di carbone con dei leganti come le resine epossidiche, che possono essere applicate su delle superfici spianate. Il controllo dello spessore della proporzione di carbone delle dimensioni geometriche non sono facili, ma, utilizzando dei procedimenti sempre più precisi, si sono potute superare queste difficoltà.

perfettamente pulito, dal punto di vista chimico, con una composizione d'oro e di platino mescolata ad un olio « essenziale » come l'olio di lavanda o l'olio di rosmarino e cuocendo l'elemento in un forno in presenza d'aria a circa 400 °C.

Questa cottura riduce i composti metallici allo stato di metallo, ma, sotto questa forma, il metallo non aderisce al vetro, e può essere facilmente tolto con una punta aguzza o con un procedimento fotomeccanico, seguendo le tracce necessarie per aumentare la resistenza e ottenere il valore utile desiderato.

La placca è successivamente scaldata di nuovo a 600 °C o 700 °C col supporto, per formare uno strato di metallo molto aderente.

Il cambiamento di valore tra le due cotture è trascurabile e può, del resto, essere previsto.

Si possono anche impiegare delle leghe di oro-platino depositate per riduzione termica di una resina metallica su una placca di ceramica. La resina di palladio o di platino è dispersa in un kétone a punto di ebollizione elevato e la dispersione è distribuita su una piastra di ceramica secca e adatta. Essa è seccata all'aria libera e scaldata a una temperatura di 300 °C per ridurre la resina di palladio e poi cotta di nuovo tra 400° e 750 °C per ossidare il carbone residuo e assicurare una aderenza completa. Le sinuosità del tracciato sono utilizzate per regolare il valore della resistenza al valore desiderato.

LE RESISTENZE A STRATO D'OSSIDO

Già da qualche anno, si impiegano degli strati di ossidi metallici, in particolare di stagno e di antimonio, in diverse combinazioni e i cloruri di questi metalli sono vaporizzati su una superficie di vetro scaldata al rosso.

Le reazioni che si producono, assicurano la formazione di uno strato di ossido avente l'apparenza del vetro; questo strato può avere lo spessore da qualche centinaio a più migliaia di angstroms e la resistenza elettrica può variare su una larga gamma di valori, quando si modifica la composizione della soluzione polverizzata.

La miglior composizione di questa categoria, stagno/antimonio, sembra essere composta dal 7% di antimonio e 93% di stagno; questa presenta in effetti il più piccolo coefficiente di temperatura. Molti fattori possono avere una azione sulla produzione dello strato e, in particolare, la temperatura di cottura; d'altro lato gli strati stessi sono estremamente stabili e il loro valore di resistenza di lavoro può essere mantenuto in limiti di stabilità ragionevoli.

Delle prove di lunga durata hanno mostrato che si possono ottenere delle stabilità dell'ordine da 0,1 a 0,2% dopo cicli di lavoro di molte migliaia di ore.

GLI STRATI VAPORIZZATI

Una piccola quantità di metallo o di lega può ugualmente essere scaldata da un procedimento elettrico su un filo o una spirale di tungsteno, ed essa è vaporizzata sotto forma molecolare in tutte le direzioni in un vuoto dell'ordine di 10^{-5} mm di Hg.

La scelta del materiale scaldante e la sua forma dipende dal metallo da vaporizzare; per esempio l'alluminio può essere vaporizzato per mezzo di una « boucle » (anello) di filo di tungsteno, mentre l'argento e l'oro sono vaporizzati meglio da una piccola coppetta di tungsteno. Le temperature di vaporizzazione del nichel e del cromo non sono abbastanza distinte, di modo che la vaporizzazione di una loro lega produce un deposito di composizione simile. Si possono vaporizzare sia metalli nobili, sia leghe a grande resistività; con i primi non si produce ossidazione o modifiche di natura chimica man mano che avviene l'invecchiamento, ma le resistività sono molto deboli, ciò che rende necessario l'impiego di strati molto sottili o di superfici più estese, permettendo un percorso più lungo alla corrente per ottenere dei valori ragionevoli di resistenza.

Con delle leghe a grande resistività il controllo dello spessore dello strato d'ossido è difficile e dipende da fattori come la temperatura del supporto e una tendenza ad assorbire l'ossigeno residuo dell'atmosfera; d'altro lato, la più elevata resistività permette di realizzare resistenze di dimensioni più ridotte.

Una delle difficoltà più grandi dei problemi di fabbricazione delle resistenze, specialmente se esse devono funzionare a temperature dell'ordine dei 200 °C e oltre, consiste nella realizzazione dei contatti terminali.

Sono stati studiati metodi per il rafforzamento dello spessore dello strato prima del montaggio delle connessioni. Normalmente si realizzano le connessioni in metallo, facendo avvenire, su alcune superfici metallizzate, la vaporizzazione di alcune leghe di argento, platino ed oro in un primo tempo fuse sul supporto. Sul metallo caldo si possono effettuare per saldatura le connessioni.

LA REALIZZAZIONE PRATICA DELLE RESISTENZE A STRATO SOTTILE

La realizzazione delle resistenze a strato, qualunque sia il loro tipo, comporta sette operazioni successive: l'applicazione dello strato, l'applicazione dei terminali, una regolazione a spirale, l'applicazione di un materiale protettore, la taratura e le prove.

Per molte nuove resistenze di questo tipo, si utilizza di preferenza, un supporto cilindrico in ceramica.

Lo strato di carbone, per esempio, è depositato per «cracking» di gas contenente del carbone a delle temperature estremamente elevate. Il supporto in ceramica è scaldato ad una temperatura approssimativa di 1093 °C in una atmosfera inerte o in un vuoto poco spinto; poi, dei gas contenenti ancora carbone sono introdotti a contatto dei supporti scaldati e il gas subisce un'operazione di « cracking »; il carbone viene depositato sulla ceramica. Sovente altri elementi vengono depositati insieme al carbone per formare uno strato, in lega col carbone, più duro e più resistente. La durata del processo e la quantità del carbone disponibile nel gas, determinano lo spessore dello strato e le dimensioni del pezzo, vale a dire del supporto e del deposito applicato, e condizionano la resistenza.

Lo strato metallico è ottenuto condensando il metallo su un supporto di ceramica in un vuoto molto spinto; i supporti sono montati in una stanza nella quale si è fatto il vuoto, e dove il metallo sotto la forma originaria di fili o di polvere, è scaldato fino alla temperatura di vaporizzazione. I supporti sono dotati di un movimento di rotazione per assicurare un'esposizione uniforme ai vapori del metallo bollente sotto l'azione dell'elemento scaldante. Il tipo di metallo vaporizzato, — generalmente nickel, cromo o alluminio — e lo spessore dello strato, determinano la resistenza dell'elemento di base.

Dopo questa applicazione dello strato, il pezzo bruto offre una gamma massimale di resistenza di qualche migliaio di ohms, e per aumentare questa resistenza, si deve accrescere la resistenza del supporto.

Allora viene praticato lungo tutto lo strato, un solco a spirale mettendo a nudo il supporto non conduttore, in modo da stabilire una pista lunga e stretta, che permetta di aumentare la resistenza di molte migliaia di volte. Il materiale è controllato con strumenti che permettono di verificare la resistenza ottenuta man mano che si misura sul solco. Prima di questa operazione, i pezzi sono selezionati in gruppi, con una tolleranza approssimativa del ± 5%. Ciò rende possibile stabilire la taratura a un valore costante per ciascun gruppo assicurando così la massima utilizzazione di tutta la lunghezza dello strato resistente.

LA PROTEZIONE DELLE RESISTENZE

Ci sono due tipi essenziali di contenitore utilizzati per proteggere le resistenze a strato contro gli agenti esterni: il contenitore sigillato ermeticamente e il contenitore in materia plastica organica.

Il primo è costituito da vetro o da una combinazione di ceramica e di metallo. La protezione in materia organica è applicata con vernice, stampaggio o immersione; i materiali utilizzati sono generalmente, i siliconi, resine epossidiche, e resine fenoliche e ftalati.

Molti tipi di resistenze a strato sono finora generalmente confezionate con quest'ultimo tipo.

COMPARAZIONE DELLE RESINE A STRATO

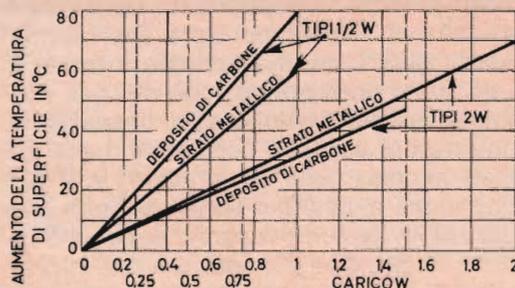
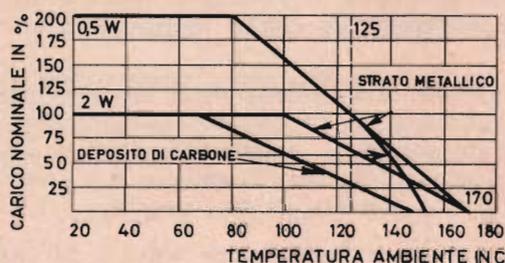
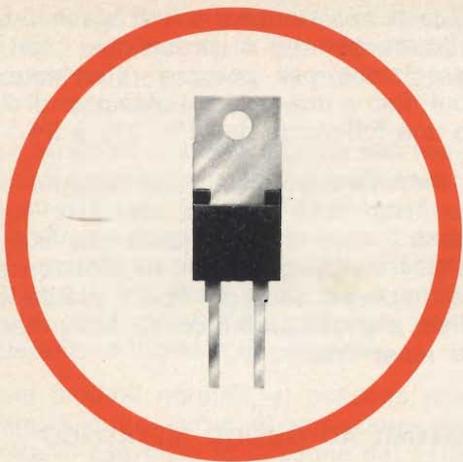
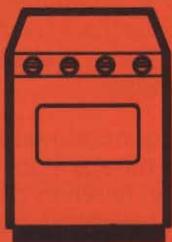
Sulla **tabella 1** sono riassunte le caratteristiche principali delle resistenze a strato di carbone e a strato metallico.

Queste resistenze possono altresì essere utilizzate come elementi standard, per carichi deboli e temperature moderate perché le variazioni di resistenza non sorpassano le 0,02% in un periodo di molti anni.

TABELLA 1

tipo	gamma di resistenza	coefficiente di temperatura in parti per milione/°C	tolleranza	variazione di carico	potenza nominale in W	livello di rumore µV/V
strato di carbone	1 Ω÷200 MΩ	— 150 a — 500	0,5 a 2%	0,25%	1/10 a 5	2 circa
film metallico	1 Ω÷ 40 MΩ	3 — 150	0,01 a 1%	0,15%	1/20 a 5	infer. a 0,1

La **figura 2** mostra le curve di variazione delle cartteristiche dell'elemento da 5 W e da 2 W a strato metallico o di carbone; e nella **figura 3** noi vediamo l'aumento della temperatura di superficie in funzione del carico per resistenze da 2 W a strato di carbone e per elementi a strato metallico sottile di precisione.

Il prezzo delle resistenze a strato metallico può ormai entrare, qualche volta, in concorrenza con quello delle resistenze a strato di carbone in un primo tempo meno costose, e un nuovo tipo di resistenze a strato metallico permette di raggiungere delle gamme di resistenza elevate. È dunque possibile prevedere una graduale sostituzione delle resistenze a strato di carbone con resistenze a strato metallico. Queste resistenze sono sempre più impiegate nelle apparecchiature elettroniche di ogni genere e lo saranno sempre di più, nel futuro dei calcolatori, dell'aviazione e dell'astronautica.

I principali vantaggi delle resistenze a strato di carbone sono la precisione, la stabilità, il prezzo e la gamma di resistenza disponibile, mentre quelle a strato metallico sono le resistenze più stabili di questa categoria.

BT 100 nuovo thyristor in plastica

la chiave
per controlli di potenza economici ed efficienti

CARATTERISTICHE:

Tensione di picco inversa ripetitiva VRR = max. 500 V
Corrente media diretta alla temperatura di 100°C I_{TAV} = 2 A
Corrente diretta di picco non ripetitivo (t = 10 m sec) = max. 40 A
Tensione di porta V_{GT} = 2 V (a 25°C)
Corrente di porta I_{GT} = 10 mA (a 25°C)

PHILIPS S.P.A. - SEZIONE ELCOMA - REPARTO SEMICONDUTTORI - MILANO - PIAZZA IV NOVEMBRE, 3 - Tel. 6994

Alcuni costruttori sperimentano l'impiego delle resistenze a strato in luogo delle resistenze ad impasto di carbone, bisogna allora adottare degli elementi semiconduttori meno precisi.

In generale l'impiego delle resistenze a strato sembra offrire grandi vantaggi tutte le volte che è necessario ottenere buone caratteristiche di precisione, di stabilità, di affidabilità, di piccolo rumore di fondo, di buone caratteristiche in alta frequenza.

A causa della resistività relativamente debole degli strati metallici, queste resistenze sono state riservate nel passato a una gamma di resistenza assai ridotta, specialmente quando si trattava di potenze elevate.

Alcuni nuovi procedimenti nei quali si utilizza simultaneamente la vaporizzazione dei metalli e dei materiali dielettrici, hanno permesso id ottenere degli strati aventi resistività dieci volte superiore, coi medesimi vantaggi di quelle degli strati di metallo puro.

Al di fuori della realizzazione delle resistenze a strato sciolte, realizzate in contenitori separati, si progettano, come è noto, un grande numero di circuiti stampati e modulari nei quali le resistenze sono costituite da strati sottili applicati a supporti molto ridotti.

Questa tecnica offre sempre maggiori possibilità sulle quali noi ritorneremo; tuttavia il grado di precisione realizzabile con questi piccoli circuiti integrati è al giorno d'oggi un poco minore di quello ottenuto con le resistenze sciolte.

COMPONENTI POCO NOTI: LE RESISTENZE A STRATO SPESSO

Noi abbiamo studiato le resistenze a strato sottile; esiste anche un'altra categoria di resistenze nuove meno note, che sono le resistenze dette a strato spesso, benché questo termine sia in realtà assai improprio.

In realtà le resistenze fisse a strato spesso sono componenti in cui la resistenza è costituita da uno strato con uno spessore superiore a 25 μ, abbastanza spesso da poter essere visto direttamente.

Queste resistenze a strato spesso sono realizzate nei tipi di precisione e di semiprecisione per potenze relativamente deboli fino a una potenza dissipata di 2 W con una tolleranza dell'1%, 2% e 5%.

I modelli a potenza relativamente elevata hanno una potenza dissipata superiore a 2 W e una tolleranza che supera il 5%. I tre tipi principali di resistenze a strato spesso, sono del tipo a **ossido metallico**, a **strato metallico**, ivi compreso il tipo **massiccio.**

ELEMENTI AD OSSIDO METALLICO

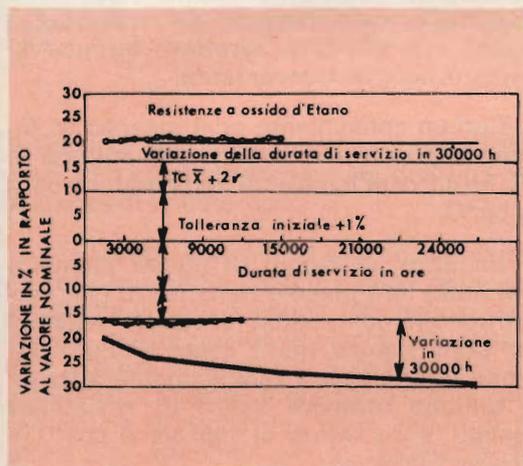
Le resistenze a strato d'ossido metallico sono relativamente recenti e non sono ancora state impiegate correntemente che nel corso di questi ultimi anni. Numerosi materiali di base sono stati provati e studiati, ma il migliore sembra ancora essere l'ossido di stagno; nella resistenza Mallory si utilizza uno strato dello spessore di 100 millimicrons. È uno strato duro e tenace che può sopportare degli sforzi considerevoli senza deteriorarsi, inerte chimicamente di fronte agli acidi ordinari, ai metalli alcalini e ai solventi; può sopportare delle temperature elevate e possiede un buon coefficiente di resistenza in funzione della temperatura, un livello di rumore di fondo basso, un basso coefficiente di tensione. Il suo prezzo è ugualmente ridotto, e le resistenze industriali hanno un prezzo paragonabile a quello delle resistenze a impasto di carbone.

Lo strato d'ossido è generalmente applicato su un supporto tubolare in ceramica ad alta temperatura, facendo reagire per vaporizzazione o polverizzazione una soluzione di cloruro di stagno sulla superficie del supporto scaldato. Questo procedimento permette d'ottenere un film che aderisce in modo così perfetto al supporto che non può più essere separato senza distruggere lo strato stesso. Vengono introdotti dei composti addizionali per modificare le proprietà elettriche dello strato resistente.

La taratura finale è fatta incidendo o tornendo un solco a spirale sulla superficie del supporto ciò che permette un aumento del valore della resistenza che

può arrivare fino a tremila volte il valore iniziale; l'operazione è controllata da un dispositivo elettronico, in modo da ottenere tutti i valori desiderati.

Lo strato ad ossido di stagno può essere utilizzato con tolleranze di costruzione assai strette, in funzione della variazione della durata di servizio secondo il carico, delle modificazioni dovute alle condizioni ambientali; ed esse sono più ridotte di quelle generalmente considerate per le resistenze a impasto di carbone.

Nei modelli normali, si possono ormai ottenere delle curve di variazione della durata di esercizio in funzione del carico, molto uniformi e non si constata usura dopo 30.000 ore per una potenza superiore al 140% del valore nominale.

Il coefficiente di temperatura determina degli aumenti di resistenza inferiori all'1% a pieno carico; a 70 °C la variazione media è inferiore allo 0,2%. Le tolleranze di costruzione permettono di ottenere una riduzione del 3% nei tipi di precisione e del 10% per le resistenze di impiego generale.

Non è necessario generalmente utilizzare dei coefficienti di correzione. I rischi di rcttura e di deterioramento sono inferiori a 0,000083 per mille ore.

Dalla **fig. 4** si vede un esempio dei risultati ottenuti per una durata di servizio di 30.000 ore.

TIPI A SMALTO METALLICO

Molto recentemente, sono apparse delle composizioni resistive nuove destinate a realizzare strati resistenti su supporti ceramici dopo cottura. Le resistenze di questa categoria sono composte da polvere di vetro e da particelle metalliche estremamente fini, con, generalmente, il 56% di palladio e il 44% d'argento, mescolate ad una materia organica che fa da legante, deposta su un supporto in ceramica (tipo « CERMET »). La proporzione di 56 a 44 di palladio in rapporto all'argento è dovuta al fatto che queste proporzioni di metalli nella lega producono il minor coefficiente di temperatura di resistenza, circa 20 parti per milione.

Tuttavia il coefficiente di temperatura di una resistenza finita può variare da più di 50 parti per la resistenza minore fino a 200 parti per i valori più elevati.

Le resistenze **metallico-ceramiche** sono di una composizione differente; esse sono realizzate per immersione, per stampatura, per polverizzazione o per trattamento allo strofinaccio. Il procedimento di base è semplice.

La combinazione di particelle di polvere di metallo e di vetro è depositata su un supporto e sottoposta a una temperatura progressivamente crescente, con un massimo dell'ordine di 800 °C. Durante questo trattamnto, i leganti organici sono bruciati e il vetro fonde legando le particelle di metallo in una proporzione determinata in modo permanente sul supporto.

Incidendo lo strato di smalto metallico seguendo un tracciato a spirale con un procedimento analogo a quello utilizzato nelle resistenze ad ossido metallico, si possono ottenere dei valori di resistenza variabili.

Si ottengono così dei componenti di grande stabilità molto duri e pressoché insensibili alle variazioni ambientali di umidità, alle variazioni di temperatura, agli chocs, alle vibrazioni ed agli attacchi chimici.

Questi componenti sopportano anche dei sovraccarichi importanti, e la densità di potenza ammissibile è circa due volte maggiore di quella dei componenti simili ad impasto di carbone.

Una modifica della resistenza a smalto metallico, la **resistenza metallico-ceramica** propriamente detta, è composta da metallo prezioso e d'isolante applicato su un supporto ceramico e scaldato ad alta temperatura.

Come le resistenze smaltate, questi componenti resistono bene all'abrasione, agli sbalzi termici, all'umidità e alle atmosfere corrosive e ossidanti, ma esse sono normalmente realizzate con un procedimento a foglio che permette di realizzarle su dei supporti di piccolissime dimensioni.

RESISTENZE MASSICCE A STRATO METALLICO

Tra i modelli molto recenti, si possono ormai considerare anche i componenti a strato massiccio nei quali si utilizza per il passaggio della corrente, unicamente uno strato metallico.

Questi elementi possono competere con le resistenze a filo di precisione, con tolleranze dell'ordine di 0,01% e una grandissima stabilità in funzione dell'invecchiamento dell'ordine di 50 parti per milione per anno, un coefficiente di temperatura di ± 5 parti per milione e capaci di funzionare in una gamma di tolleranza di 0,1%.

In generale le resistenze di precisione a filo, sono scelte in funzione della loro precisione, della loro stabilità, ma, grazie alle possibilità delle resistenze a strato si possono ora prevedere migliori comportamenti alle alte frequenze e una grande rapidità di risposta. L'impiego di leghe speciali, assicura un debole coefficiente di resistenza in funzione della temperatura; il controllo della struttura cristallina, le caratteristiche del supporto, le tecniche di costruzione impiegate, i trattamenti di stabilizzazione, permettono di ridurre al minimo la variazione di resistenza.

L'impiego di uno strato liscio mantiene i valori di capacità induttiva molto deboli e l'uniformità di trattamento assicura buone caratteristiche delle piste resistenti con il vantaggio essenziale dell'eliminazione degli inconvenienti di carattere induttivo.

È possibile ottenere una capacità equivalente in parallelo di 0,22 pF per una resistenza di 5000 Ω a 100 MHz. Gli effetti di capacità riportata sono così ridotti che permettono di ottenere un tempo di « salita » della resistenza di 1 microsecondo.

Per aumentare queste proprietà sono stati utilizzati metodi speciali di fotoincisione per realizzare elementi piani di uno spessore di 50 μ e contenuti in capsule a banda lineare per i circuiti ad altissima frequenza. Per la compensazione meccanica della variazione della resistitvità della lega, si fanno controlli molto precisi dei coefficienti di temperatura.

Come la resistività specifica della lega varia con la temperatura, le dimensioni del supporto utilizzato, relativamente massiccio, variano con la dilatazione termica; l'elemento resistente sovrapposto deve seguire la deformazione del supporto, e questi due effetti di carattere termico, si producono simultaneamente.

Con un conveniente adattamento, si ottengono da 0 a + 1 parti per milione di °C in un coefficiente di temperatura da 0 e 60 °C.

Un altro vantaggio di questi elementi sta nelle loro piccole dimensioni che permettono la costruzione di reti di resistenze molto ridotte, ma, a causa dell'utilizzazione di uno strato relativamente spesso, è difficile ottenere valori di resistenza elevati, e un valore di 100 ohms costituisce un massimo.

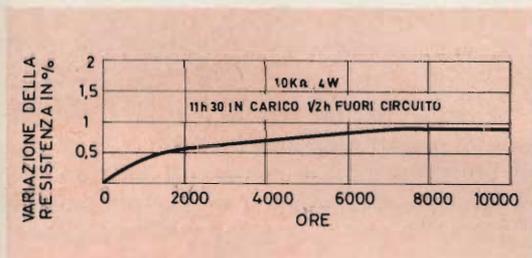
Un altro limite è costituito dalla mancanza di informazioni sufficienti sui risultati ottenuti a lungo termine a causa della recente adazione di questi modelli.

ESAME DELLE RESISTENZE A STRATO SPESSO

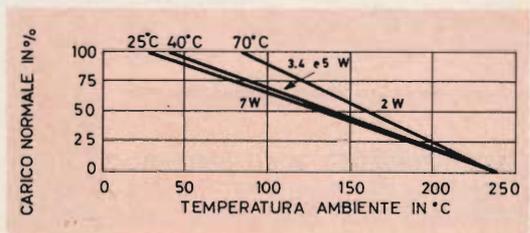
Le resistenze a strato d'ossido di metallo sono generalmente disponibili per potenze nominali comprese tra 2 e 115 W e al di sopra di 10 W questo modello comincia ad essere utilizzato moltissimo per il suo prezzo relativamente modesto e la sua grande affidabilità. Le resistenze a strato d'ossido sono pure utilizzate per

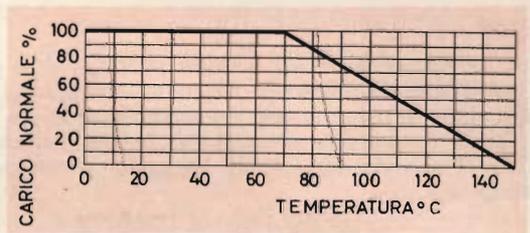
le applicazioni ad alta frequenza, nelle quali gli effetti reattivi dei tipi a filo causano degli inconvenienti. La tolleranza standard è dell'ordine del 10% ma si possono ottenere tolleranze più strette.

La variazione di resistenza dopo un'attività di circa 1000 ore è dell'ordine del 5% al massimo, ma, in molti casi il suo valore medio è dell'ordine del 3% ed anche inferiore.

La **figura 5** riporta una curva di durata di servizio in funzione del carico per una resistenza a strato di ossido metallico,

mentre la **figura 6** mostra la curva di variazione della potenza nominale di una resistenza di questo tipo.

Resistenze a strato di ossido metallico di semiprecisione sono utilizzate nelle applicazioni in cui bisogna impiegare resistenze di alta qualità e piccola tolleranza con potenze dissipate di 2 W o minori. La tolleranza standard è qui del 2% con una variazione di resistenza dopo 1000 ore di circa 2% massimo per le resistenze di potenza inferiore ai 2 W e del 3% per le resistenze di 2 W.

Al di fuori dei due tipi di resistenze a strato di ossido metallico che noi abbiamo studiato, si costruiscono tipi speciali di queste resistenze ad altissima potenza (molti kW) per costituire dei carichi, per esempio, nel montaggio dei generatori. Resistenze di precisione a strato d'ossido metallico sono pure utilizzabili con delle tolleranze dell'1% e dei coefficienti di temperatura di 100 parti per milione di °C.

Le resistenze a smalto metallico possono essere considerate d'altro lato, come dei modelli a composizione di carbone. Le loro applicazioni sono così soprattutto intermediarie tra quelle dei modelli classici a carbone e quelli dei tipi di preci-

sione a strati di carbone o a strato metallico sottile. Con un deposito di uno strato sottile si può ottenere una tolleranza del

La **figura 7** mostra una curva che indica le variazioni per resistenze di questo tipo.

2% e le resistenze a smalto metallico da 0,5 watts possono essere utilizzate in

modo più economico. È possibile sostituire una resistenza a composizione di carbone da 1 watt con tolleranza ± 5% o più elevate, con una resistenza a smalto metallico, di tolleranza 2% che abbia lo stesso prezzo. Per il momento le resistenze a

smalto metallico sono elementi di semiprecisione da 1/4 a 2 W, mentre i modelli di potenza sono disponibili nelle potenze da 2 a 10 W. La curva di variazione di queste resistenze è molto analoga a quella delle resistenze a strato di ossido rappresentata dalla **figura 7**, mentre la **figura 8** mostra la variazione del coefficiente di temperatura con la resistenza per elementi di semiprecisione smaltati da 1/4 a 0,5 W. Infine, le resistenze massicce a strato producono rumori di fondo assolutamente impercettibili, e la loro induttanza è ugualmente praticamente nulla.

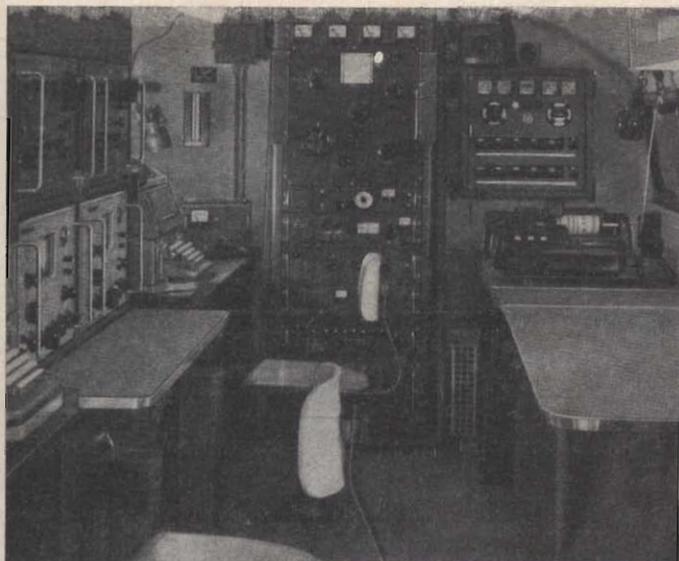
Praticamente esse possono sopportare sovraccarichi di oltre sei volte il wattaggio nominale per 5 secondi. La loro capacità è inferiore a 0,3 pF a 100 MHz e il tempo di salita è approssimativamente di un nanosecondo, ciò che permette di ottenere degli elementi di alta qualità, per i circuiti funzionanti ad altissima velocità.

La **figura 9** ci mostra una curva di variazione della resistenza in funzione della temperatura dell'elemento di alta stabilità.

A causa del debole wattaggio ammissibile di questi elementi da 0,3 a 0,75 W, essi possono essere contenuti in involucri di piccole dimensioni o semplicemente laccati con una resina epossidica sigillata.

Un milliohmetro di elevata precisione è stato costruito dalla KEITHLEY di Cleveland (USA). Lo strumento è piuttosto eccezionale nel suo genere, infatti presenta alcune caratteristiche poco comuni, come la sensibilità, che è spinta fino a 10 μΩ, la precisione, che è dell'1% su tutte le gamme. Inoltre l'apparecchio comprende un indicatore ottico automatico il quale segnala se la scala prescelta per misurare un certo campione è esatta o sbagliata.

In ogni caso il campione in prova non è mai soggetto ad una potenza superiore a 10 μW, il che garantisce l'integrità dei materiali anche più sottili.

Per tutte queste ragioni questo nuovo milliohmetro KEITHLEY viene usato in misure di resistività di materiali conduttori, in misure di temperature con termistori, in misure di resistenza residua tra contatti elettrici ed in tante altre applicazioni professionali.

RADIO AMATORI

a cura di P. Soati

LE RADIOTRASMITTENTI E LA DEFINIZIONE DELLE LORO CONDIZIONI DI RICEZIONE

FADING O EVANESCENZA

Con il termine di evanescenza, che è comunemente noto anche secondo la definizione anglosassone di **fading**, si definiscono le variazioni di intensità dei radiosegnali che si riscontrano in ricezione.

Allo scopo di facilitarne la segnalazione anziché al codice SINPO, al quale si riferiscono le presenti note, si fa ricordo all'uso del codice SINFO, nel quale il **disturbo alla propagazione « P »**, che poco si addice ad esprimere le reali condizioni di ricezione, è sostituito dalla lettera « F » che indica le variazioni di intensità del segnale, dovute alle evanescenze, nel seguente codice:

5	nulla	da 0 a 1	evan. per min.
4	leggera	da 1 a 5	» » »
3	moderata	da 5 a 20	» » »
2	rapida	da 20 a 60	» » »
1	molto rapide, superiori alle 60 variazioni al minuto.		

Il fading, oltre che dalla rapidità con la quale si manifesta, è caratterizzato anche dalla **profondità**, ossia dal grado di abbassamento di ampiezza al quale sono soggetti i radiosegnali.

La profondità del fading viene perciò definita secondo il seguente codice:

5	trascurabile	da 0 dB a 10 dB
4	leggera	da 10 dB a 20 dB
3	moderata	da 20 dB a 30 dB
2	profonda	da 30 dB a 40 dB
1	molto profonda	superiore a 40 dB.

Per segnalare contemporaneamente queste due caratteristiche dell'evanescenza la lettera **« F »** viene suddivisa in **« F »** ed **« F' »**.

Il « fading », sul quale avremo occasione di intrattenerci ulteriormente, può presentare le seguenti caratteristiche:

a) Ritmico, cioè una evanescenza che è caratterizzata da affievolimenti regolari e che si riscontra generalmente sui segnali aventi intensità piuttosto forte.

b) Irregolare, cioè il tipo più frequente delle evanescenze, che si riscontra particolarmente nei collegamenti ad onde corte specialmente qualora essi avvengano a media e grande distanza.

c) Fluttuante, propria delle emissioni che attraversano delle zone in cui sono presenti aurore boreali o di turbolenza ionosferica.

d) Selettivo, che provoca l'alterazione in modo differente per frequenze anche molto vicine fra loro, quali quelle delle due bande laterali di un'onda modulata in ampiezza, provocando, in tal caso, notevole distorsione alla modulazione.

QUALITA' E PROFONDITA' DI MODULAZIONE

I dati relativi alla modulazione di un trasmettitore radiofonico e telefonico si trasmettono secondo il seguente codice.

Per quanto concerne la qualità:

5 eccellente
4 buona
3 discreta
2 cattiva
1 molto cattiva.

Per quanto si riferisce alla profondità:

5 massima (100%)
4 buona (80-90%)
3 discreta (50-60%)
2 bassa (20-50%)
1 bassissima (inferiore al 20%), praticamente sottomodulata.

Da questi due ultimi fattori dipende essenzialmente la intelligibilità dei segnali e specialmente di quelli trasmessi a grande distanza, che quasi sempre sono affetti da evanescenze più o meno profonde.

Naturalmente il giudizio deve essere espresso in funzione del servizio al quale la segnalazione si riferisce. Occorre infatti tener presente che mentre, ad esempio, nei trasmettitori radiofonici la modulazione occupa una banda sempre superiore ai 4,5 kHz, nei trasmettitori telefonici essa, tramite appositi filtri, è ristretta ad una banda massima di 3 kHz.

RISULTATO GENERALE

Con la definizione di **risultato generale** (overall merit, in lingua Inglese) si usa definire il valore del merito complessivo di una radioemissione in relazione alle varie caratteristiche che abbiamo esaminato in precedenza.

Il simbolo del risultato generale è indicato con la **« O »** sia nel codice SINPO che nel codice SINFO.

5	eccellente	ricezione perfetta
4	buona	ricezione buona, sempre intelligibile
3	mediocre	intelligibilità possibile
2	cattiva	intelligibilità parziale o saltuaria
1	pessima	non usabile.

Nei servizi commerciali i numeri del codice 4 e 5 servono a definire una emissione di qualità **commerciabile**, cioè che può essere senz'altro usata per lo scambio di comunicazioni telefoniche dai normali utenti. Il numero 3 si riferisce ad una emissione che sia discretamente commerciabile, ma soltanto da parte di **radiooperatori** o comunque di personale specializzato. I numeri 1 e 2 stanno invece ad indicare una emissione **non commerciabile** e perciò di pessima qualità.

CODICE « R S T » PER RADIOAMATORI

I radioamatori per lo scambio dei rapporti di ricezione sulle emissioni in **« CW »**, cioè in telegrafia, usano il codice R S T, il quale può essere adoperato anche in fonia. In questo caso si usa il simbolo **« T »** per definire la qualità della modulazione o della portante.

Ad esempio, per definire una emissione leggibile senza difficoltà, con segnali buoni e tonalità buona, si trasmetterà il gruppo R S T = 468.

Qualora al valore della « T » si faccia seguire una C, ciò significa che la nota è instabile, mentre una K, sempre dopo il simbolo della « T », indica che nella manipolazione sono presenti dei « cliks ».

Qualora al gruppo R S T 599 sia fatta seguire una « X », ciò significa che la qualità dell'emissione è straordinariamente buona.

N.	R leggibilità *readibility*	S forza dei segnali *signal strenght*	T tonalità *tone*
1	non leggibile *unreadable*	appena percettibile *barely perceptible*	estremamente rozza, fischiante *extremely rough, hissing note*
2	leggibile saltuariamente *barely readable*	debolissimi *very weak signals*	pessima nota con ca, senza traccia di musicalità *very rough ac note, no trace of musicality*
3	leggibile con difficoltà *readable with difficulty*	deboli *weak signals*	tonalità piuttosto rozza, moderatamente musicale *rough low-pitched ac note, slighty musical*
4	leggibile senza difficoltà *readable with pratically no difficulty*	discreti *fair signals*	tonalità piuttosto rozza, moderatamente musicale *rather rough ac note, moderately musical*
5	perfettamente leggibile *perfectly readable*	discretamente buoni *fairly good signals*	tonalità modulata musicalmente *musically-modulated note*
6	——	buoni *good signals*	nota musicale, deboli tracce di ca *modulated note, slight race of whistle*
7	——	moderatamente forti *moderatly strong signals*	tonalità quasi cc *near dc note, mooth ripple*
8	——	segnali forti *strong signals*	tonalità cc buona *good dc note, just a trace of ripple*
9	——	segnali fortissimi *very strong signals*	tonalità purissima *purest dc note*

Qualora al gruppo R S T 599 sia fatta seguire una « X », ciò significa che la qualità dell'emissione è straordinariamente buona.

SCHEMI PER RADIOAMATORI

I radioamatori frequentemente si trovano nella necessità di realizzare dei circuiti oscillanti per i propri trasmettitori, per provare quarzi o stabilire la loro frequenza, per costruire dei generatori di bassa od alta frequenza su determinate gamme, ecc.

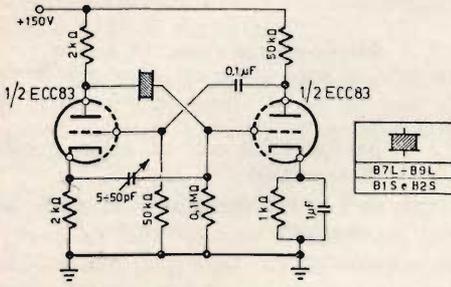
Crediamo perciò di far cosa grata a tutti gli interessati, siano essi tecnici o dilettanti, pubblicando una serie di schemi di oscillatori a quarzo, nei quali si fa uso di cristalli costruiti dalla nota ditta Betron di Livorno. Per ciascun circuito indichiamo a fianco la sigla che precisa il tipo di cristallo più adatto allo scopo.

Fig. 1

Fig. 2

Fig. 3

Fig. 4

Fig. 5

In figura 1 è rappresentato lo schema di oscillatore a quarzo adatto a coprire la gamma da 700 a 5.000 Hz, nel quale si fa uso di una valvola ECC83, mentre la figura 2 illustra un oscillatore a quarzo tripolare da 1.000 a 50.000 Hz a transistor. Due oscillatori, uno a transistor, l'altro a valvola, adatti a coprire la gamma fino a 100 kHz, sono riportati nelle figure 3 e 4.

In figura 5 si ha lo schema di un interessante oscillatore che può coprire la gamma fra i 3 ed i 9 MHz, nel quale si fa uso di un diodo tunnel del tipo GE 1N2941.

Due oscillatori a quarzo, adatti a coprire la gamma da 1 a 20 MHz, sono mostrati nelle figure 6 e 7. L'oscillatore di

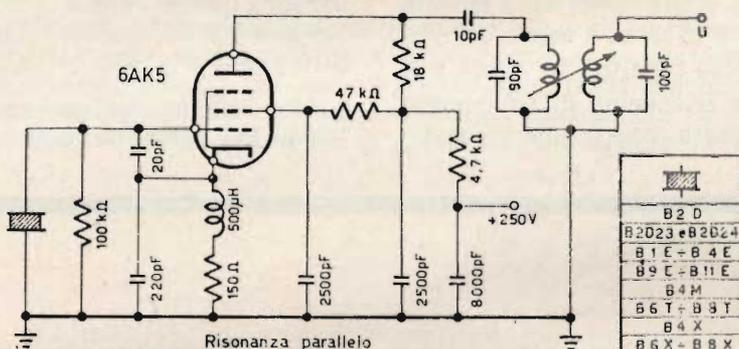
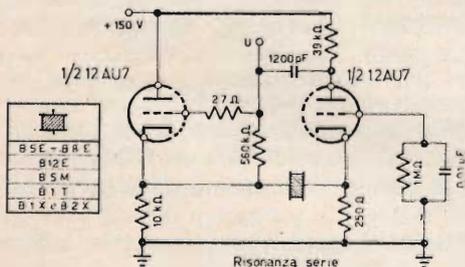
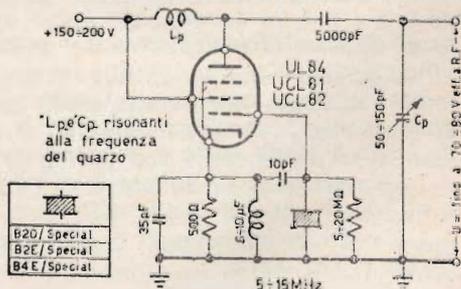



Fig. 6

Fig. 7

Fig. 8

kHz	
10 ÷ 20	6SR/SP
20 ÷ 90	B4L/SP
90 ÷ 200	B10L
200 ÷ 1000	B7H
250 ÷ 1000	B3M
400 ÷ 1000	B2Y

Fig. 9

cui alla figura 8, e che funge sulla gamma compresa fra 5 e 15 MHz, è adatto ad erogare una notevole potenza. In figura 9 è riportato infine lo schema di un generatore di onde quadre, con frequenza stabilizzata a quarzo (fino a ± 10 Hz per MHz), nel quale si fa uso dei microcircuiti della **SGS μL914** e **μL900**.

Altri schemi del genere saranno pubblicati nei prossimi numeri.

Un nuovo registratore galvanometrico con carta a nastro è stato immesso sul mercato.

Il registratore — che è stato denominato « Insist » — è disponibile sia nel modello ad una curva sia nella versione a sei curve con sei colori diversi. Esso offre la possibilità di avere sino a tre campi di misura ed accoppia le caratteristiche dei registratori galvanometrici (prezzo economico) ai tipi potenziometrici (alta resistenza di entrata e piccolo tempo di risposta).

Il registratore « Insist » impiega in entrata un amplificatore elettronico transistorizzato come parte integrante, incorporato in un circuito di compensazione Lindeck-Rothe. L'amplificatore converte il valore misurato in una corrente continua variabile da 0 a 1 mA, in accordo al campo di misura impiegato. Questo segnale viene inviato al sistema di indicazione del galvanometro.

Il galvanometro ha un forte magnete esterno; una sospensione a nastro teso lo rende resistente alle scosse assicurando un funzionamento perfetto e risultati attendibili anche in condizioni avverse. Il tempo di bilanciamento è minore di tre secondi da inizio a fondo scala e la precisione del sistema è superiore all'1% del fondo scala.

La resistenza di entrata è di circa 26 kΩ e la resistenza massima della sorgente è di 100 Ω per mV (meno 400 Ω).

Il ciclo di stampaggio è di 5 secondi e la velocità della carta regolabile a 20, 60 od a 120 mm/h.

La lunghezza della scala è di 130 mm., l'ampiezza di registrazione di 120 mm.

Tutte le versioni sono antideflagranti e possono essere usate in ambienti esplosivi.

CARICA BATTERIE

HIGH-KIT

UK 70

Questa scatola di montaggio consente la realizzazione di un efficace carica batterie. Esso va alimentato dalla rete luce tramite un trasformatore. L'intensità di corrente erogata può essere regolata per valori compresi tra 0,8 e 5 A, controllabili mediante un amperometro. L'apparecchio risulta estremamente utile per caricare batterie di automobili a 6 oppure 12 V.

In figura 1 è mostrato lo schema del circuito elettrico dell'apparecchio. Esso è costituito da un trasformatore di alimentazione dalla rete luce, ottenibile a richiesta, il quale ha l'ingresso universale e fornisce al secondario 8 oppure 16Vc.a., secondo che la batteria da caricare sia a 6 oppure 12 V. Segue un ponte di raddrizzamento costituito da 4 diodi di potenza, i quali forniscono una corrente continua ben livellata; ai capi di questo ponte di diodi sono quindi presenti 8 oppure 16 Vc.c.

La parte più interessante del circuito è costituita dal sistema di inserimento delle due resistenze R_1 ed R_2 da 1,8 Ω, sistema mediante il quale è possibile variare opportunamente il valore totale di resistenza che appare come carico ai capi del ponte di diodi. Di conseguenza viene anche variata la corrente di carica della batteria. A questo proposito bisogna ricordare i due fattori da tenere presenti: la tensione ai morsetti della batteria e la corrente erogata dall'apparecchio. Se una batteria è molto scarica, cioè per esempio presenta ai morsetti una tensione di soli 10 V, la sua ricarica può avvenire in un tempo più o meno lungo secondo che le venga fornita una corrente più o meno intensa.

Riprendendo il filo del discorso diciamo che il sistema citato di inserimento di R_1 ed R_2, consente di variare l'intensità di corrente e di conseguenza anche il tempo. Le due resistenze sono inserite in una rete formata da un sistema di 12 boccole, le quali possono essere collegate in modo vario a 4 coppie per volta mediante appositi cavallotti. Secondo la disposizione adottata le due resistenze vengono collegate in serie — valore totale 3,6 Ω —, oppure in

parallelo — valore totale 0,9 Ω; la terza disposizione prevede l'inserimento di una sola delle due resistenze.

La posizione delle boccole e dei relativi collegamenti sull'apposita piastra forata è tale da rendere ciascuna combinazione facilmente individuabile. Dalla figura 1 appare chiaramente che per il collegamento in serie i quattro cavallotti sono tutti disposti orizzontali e paralleli tra loro: nel collegamento in parallelo i cavallotti sono disposti diagonalmente; nella terza disposizione, quando una sola resistenza è inserita, i cavallotti sono sistemati in senso verticale e affiancati a coppie. D'altra parte più di qualsiasi descrizione è efficace la tabella dei collegamenti contenuta in fig. 1; le lettere che individuano ciascuna boccola sono anche riportate nello schema di montaggio di figura 2. In serie al gruppo R_1, R_2 è collegata la rete formata da R_3, R_4, R_5 e dall'amperometro; poichè R_5 ha un valore assai elevato risulta percorsa da una minima frazione della corrente totale. In serie ad R_5 è inserito lo strumento, il quale non ha tanto la funzione di indicare il valore esatto della corrente di carica, quanto piuttosto di fornire in formazioni sul suo valore se è alto o basso. Di conseguenza l'utente può stabilire il collegamento più opportuno per erogare una corrente abbastanza elevata, tale da consentire la rapida ricarica della batteria.

A titolo indicativo possiamo dire che i valori di corrente variano tra circa 1 A, quando è inserita la massima resistenza e la batteria è carica quasi alla tensione massima. Invece il valore massimo di corrente si ottiene quando la batteria di accumulatori è molto scarica (fornirà una tensione di circa 10 V)

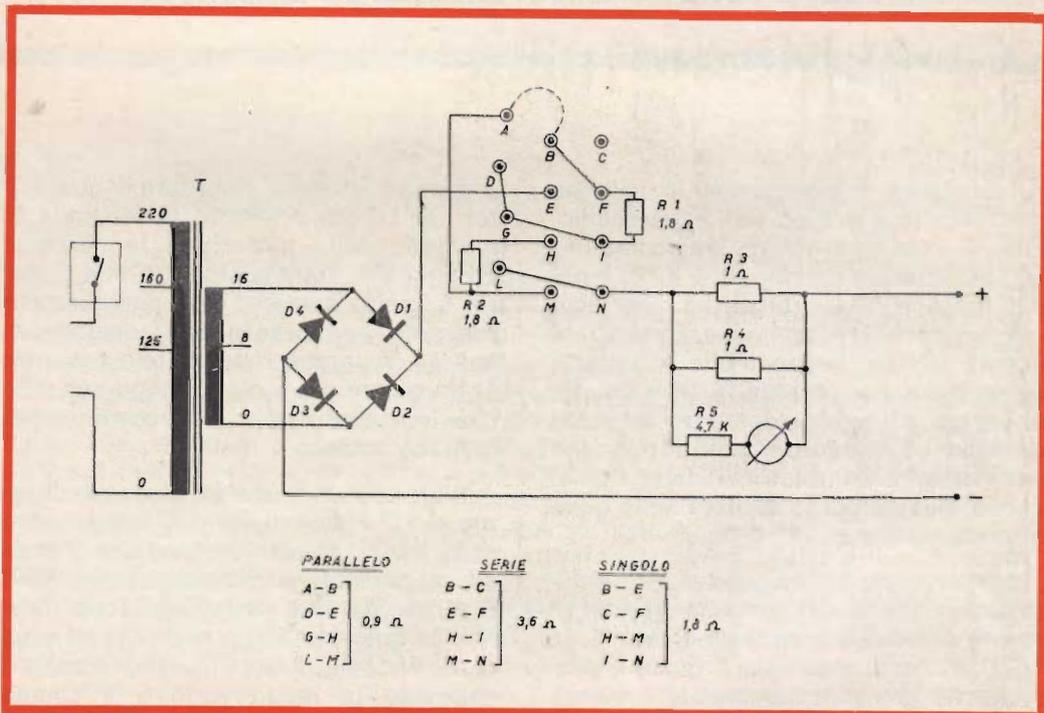



Fig. 1 - Schema elettrico del carica batterie.

e viene inserito la resistenza minima; in queste condizioni si raggiungono e superano i 4,5 A. In ogni caso man mano che la batteria si ricarica aumenta la tensione ai suoi morsetti e di conseguenza diminuisce automaticamente la corrente assorbita. I due terminali positivo e negativo provenienti dall'apparecchio vanno ovviamente collegati ai due corrispondenti morsetti della batteria. Durante l'uso pratico dell'apparecchio è sempre consigliabile stabilire prima i collegamenti con la batteria e successivamente inserire l'alimentazione. Si legge quindi sull'amperometro il valore approssimativo della corrente; se questo risulta troppo basso si procede a variare la posizione dei cavallotti in modo da introdurre nel circuito un valore di resistenza meno elevato.

Qualche volta può anche capitare che quando il carica batteria è già alimentato, l'utente un po' distratto metta in contatto tra loro i due terminali provocando così un corto circuito. Ebbene, teniamo a precisare che tutto il circuito elettrico è progettato in modo sovradimensionato, tale da poter sopportare anche i corto circuiti (in questo caso il termine « corto circuito » non è del tutto esatto, poichè anche con i terminali in contatto tra loro rimane sempre inserita una resistenza di carico, tuttavia lo usiamo per rendere più efficace l'idea). Infatti sia il trasformatore, che i diodi e l'amperometro, hanno caratteristiche tali da poter sopportare questo corto circuito per almeno 30 secondi; nella peggiore delle ipotesi bruceranno i cavi di collegamento, ma è sperabile che l'utente si accorga subito dell'errore commesso e vi ponga rimedio.

Montaggio dei componenti

La costruzione di questo apparecchio, diversamente da altri della stessa serie High-Kit, è più laboriosa come parte meccanica che come parte elettrica; perciò per la realizzazione vera e propria è consigliabile procedere prima con l'assemblaggio meccanico e quindi eseguire le saldature dei collegamenti elettrici. La figura 2 illustra in maniera estremamente chiara l'assieme montato.

I quattro diodi di potenza vanno fissati sui rispettivi dissipatori di calore, costituiti da piastre di alluminio, di forma quadrata, con un foro al centro per il fissaggio del diodo e quattro fori agli angoli per il montaggio dei supporti distanziatori. Il particolare costruttivo contenuto in figura 2 illustra chiaramente la disposizione: il perno filettato del diodo va infilato nel foro centrale della piastra e bloccato dalla parte opposta con il proprio dado, dopo avere inserito la rondella piatta, la rondella elastica e i capicorda; il dado e le due rondelle vengono fornite in dotazione con il diodo, mentre i capicorda fanno parte del materiale vario contenuto nella scatola di montaggio. I quattro dissipatori di calore vanno uniti assieme come mostrato in figura: in ciascun foro d'angolo va prima inserito l'apposito isolatore in gomma, quindi in essi va infilata la parte filettata dei perni distanziatori, dopo avere inserito da ciascuna parte della gomma una rondella di ritenuta. Le due piastre centrali vengono bloccate avvitando gli altri distanziatori, mentre le due esterne devono essere fissati una con 4 viti 3MA x 10, l'altra con 4 dadi 3MA.

La seconda fase dell'assemblaggio meccanico riguarda il montaggio delle 12 boccole sull'apposita piastra; l'operazione è alquanto più semplice della precedente. Infatti si tratta solo di infilare la boccola nel foro e di bloccarla con il relativo dado dalla parte opposta, dopo avere però inserito anche il cilindretto in bachelite isolante.

Per comodità del montatore le boccole vengono fornite in tre colori diversi: nero, rosso e verde; è bene allineare sulla stessa fila le boccole di ciascun colore, in modo che le combinazioni di collegamento risultino più chiaramente identificabili.

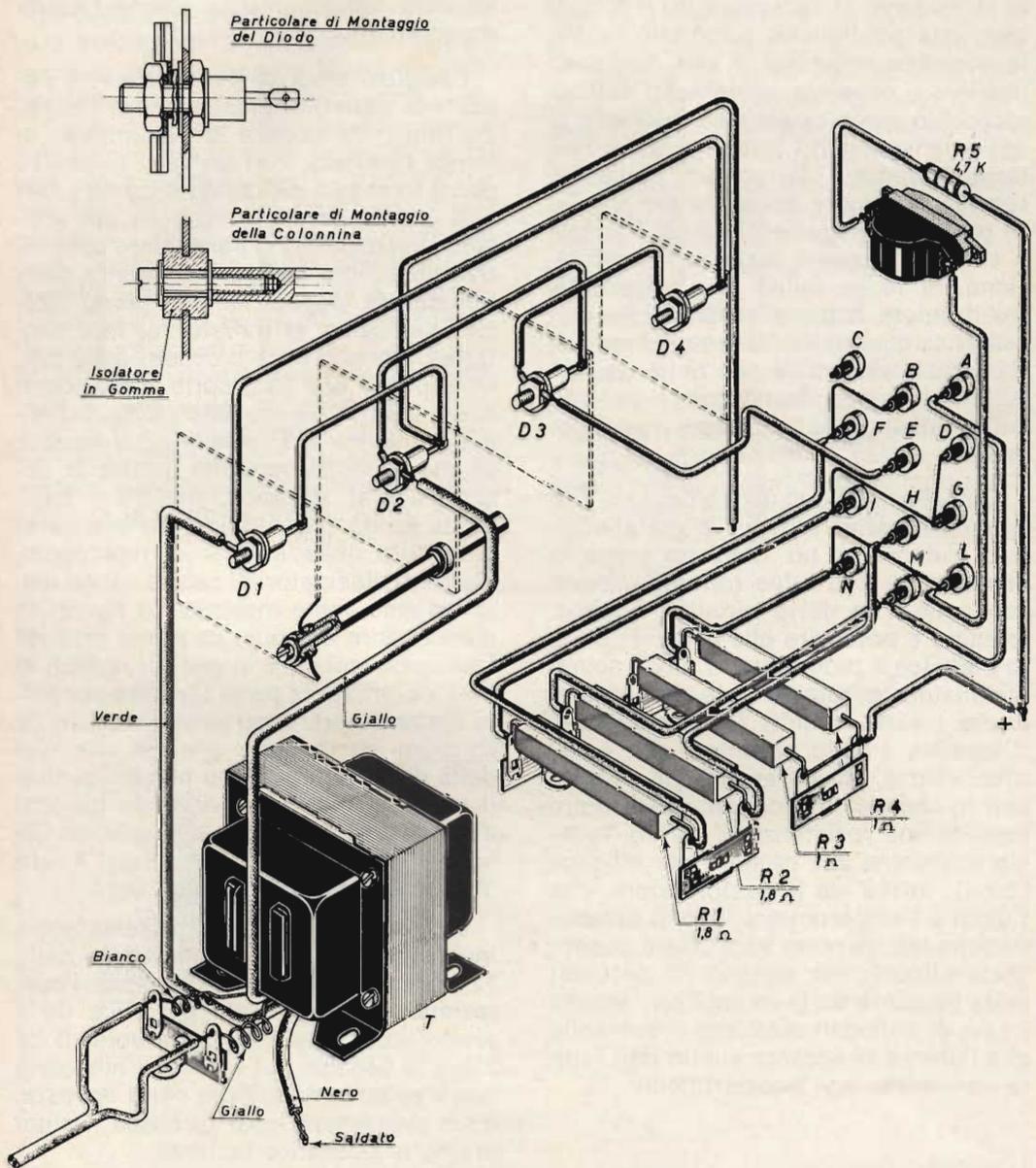



Fig. 2 - Disposizione di tutti gli elementi a montaggio ultimato.

Per completare il montaggio rimangono ora da sistemare l'eventuale trasformatore acquistato a parte, le resistenze e l'amperometro. Conviene disporre almeno di una piastra di supporto, di metallo o altro materiale (anche un foglio di legno compensato può andare bene); su cui fissare questi elementi! metteremo successivamente in evidenza l'utilità di adottare una scatola Montaflex per sistemare l'intero apparecchio. Su questa piastra di supporto vanno sistemati, disposti come in figura 2, l'ancoraggio per il cavo di alimentazione, il trasformatore, i quattro ancoraggi con le resistenze R_1, R_2, R_3 ed R_4. Inoltre può convenire fissare sullo stesso supporto anche la torretta formata dai dissipatori di calore con i diodi e la piastra porta boccole; si tratterà di variare la lunghezza dei cavi di collegamento rispetto a quanto è mostrato in figura 2. Ricordiamo inoltre che nella scatola di montaggio sono già contenuti tutti gli elementi, viti, dadi e rondelle, necessari per effettuare il montaggio come sopra consigliato.

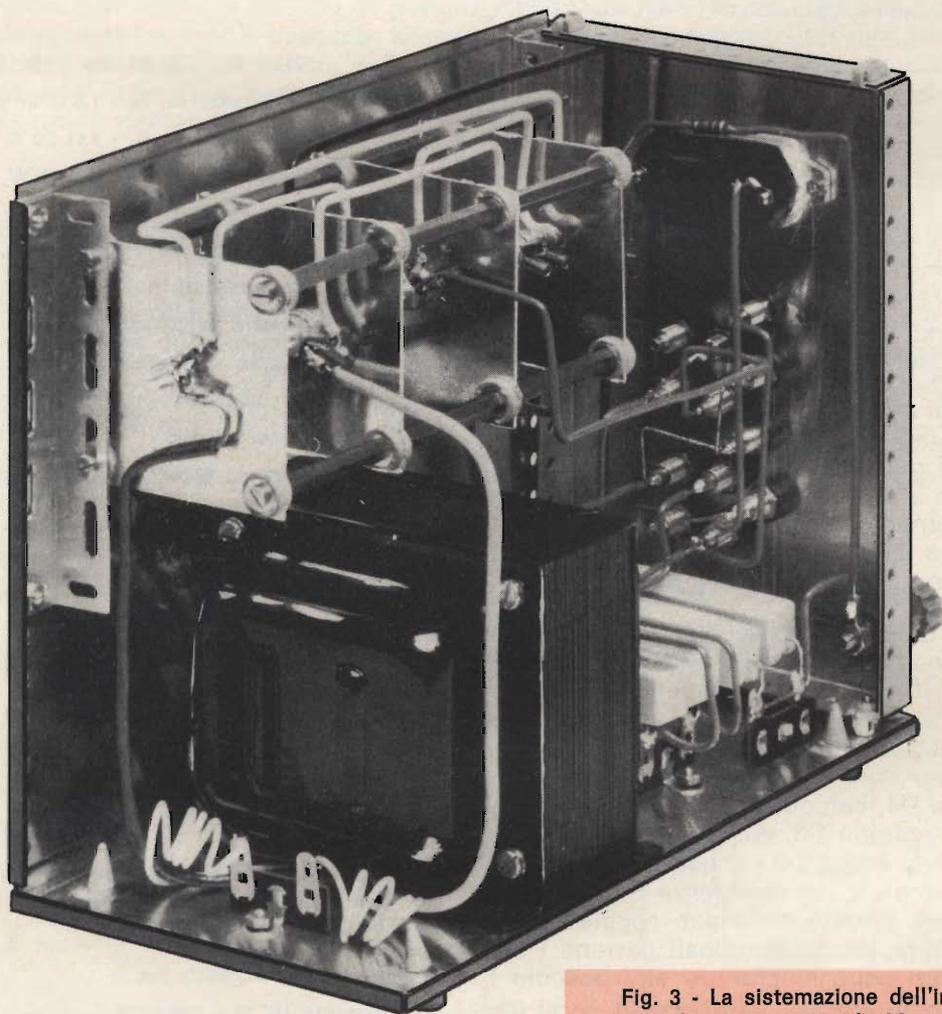



Fig. 3 - La sistemazione dell'intero apparecchio in una scatola Montaflex, consente una realizzazione elegante e funzionale.

Se invece si adotta come contenitore una scatola Montaflex tipo 1, avente le dimensioni di 170 x 110 x 230 mm (numero di catalogo G.B.C. 0/3000), si rispetta la disposizione geometrica presentata in figura 2, e si ha il vantaggio di ottenere un insieme elegante, solido, pratico da trasportare; inoltre con questo sistema si garantisce anche una maggiore sicurezza di funzionamento. La figura 3 illustra eloquentemente l'efficacia della sistemazione in una scatola Montaflex.

A questo punto, qualsiasi sia il tipo di montaggio adottato, bisogna procedere alla saldatura dei cavi di collegamento; questa operazione va eseguita con la dovuta attenzione in modo da avere un contatto robusto tra i due elementi da unire. Al primo ancoraggio vanno saldati i due terminali del cavo d'alimentazione e due cavi d'ingresso del trasformatore. I due fili del secondario del trasformatore stesso vanno collegati agli anodi di D1 e D2. Facciamo notare che sul disegno d'assieme di fig. 2 sono segnati i colori dei cavi di collegamento del trasformatore; essi si riferiscono ad una tensione di alimentazione di 220 V ed una tensione d'uscita di 16 V. Comunque è ovvio che questi colori sono rappresentati solo a titolo indicativo, in quanto i collegamenti andranno studiati volta per volta secondo le tensioni di lavoro ed il tipo di trasformatore adottato.

I diodi del ponte di raddrizzamento hanno l'anodo rappresentato dalla parte con il perno filettato, mentre il catodo ha il proprio terminale per saldatura; questi diodi vanno collegati come mostrato in figura 2, cioè: anodo D1 - catodo D4, catodo D1 - catodo D2, anodo D2 - catodo D3, catodo D2 - uscita negativa, anodo D3 - anodo D4, anodo D3 - boccola E. Le resistenze R_1, R_2, R_3, R_4 vanno saldate sulle due coppie di ancoraggi, da cui terminali partono i seguenti collegamenti: R_1 alle boccole I ed F, R_2 alle boccole H ed M, R_3 in parallelo ad R_4, R_4 alla boccola N ed all'uscita positiva. Tra il positivo e la boccola L, che è unita alla N, vanno collegati in serie la resistenza R_5 e l'amperometro.

Alcune delle boccole vanno collegate tra loro con spezzoni di filo conduttore, e cioè: B-F; D-G-I; L-N.

A questo punto il montaggio è terminato; si possono ancora collegare per praticità di uso, i due cavi positivo e negativo ad apposite prese cui connettere i cavi di collegamento con la batteria.

N.	DESCRIZIONE
4	Diodi D1, D2, D3, D4 - 12F10
2	Resistenze R_1, R_2 - 1,8 Ω 20 W
2	Resistenze R_3, R_4 - 1 Ω 20 W
1	Resistenza R_5 - 4,7 kΩ 0,5 W
1	Amperometro
4	Dissipatori di calore
12	Distanziatori
17	Isolanti in gomma
1	Piastra supporto boccole
4	Boccole nere
4	Boccole rosse
4	Boccole verdi
4	Cavallotti
7	Capicorda
6	Ancoraggi
32	Ranelle
8	Viti 3MA x 10
6	Viti 3MA x 6
2	Viti 2MA x 6
14	Dadi 3MA
2	Dadi 2MA

Per il collegamento alla rete consigliamo l'uso del trasformatore di alimentazione.
N. G.B.C.: H/210-2
Ingresso: universale
Uscita: 0 ÷ 8 V; 0 ÷ 16 V; 7 A

Kit completo UK 70 - SM 1070
In confezione « Self Service »
Prezzo di listino L. 11.400

UN MISURATORE DELLA POTENZA D'USCITA DEGLI AMPLIFICATORI

Per poter effettuare le misure di potenza nel campo delle frequenze acustiche ed ultraacustiche, non è possibile ricorrere ai normali wattmetri, il campo di applicazione dei quali è limitato, nella frequenza, a poche centinaia di Hz. È quindi necessario ricorrere a wattmetri elettronici, il cui campo di frequenza sia sufficientemente esteso.

Nel presente articolo presentiamo un semplice wattmetro a lettura diretta, che consente di effettuare misure di potenza sino a 20 W con continuità e sino a 50 W per brevi istanti, su sei carichi diversi del valore di 2,5 - 5 - 7,5 - 10 - 15 e 20 Ω, con una banda passante che si estende da 10 Hz sino ad oltre 100 kHz.

Tale strumento consente inoltre di determinare il valore dell'impedenza d'uscita degli amplificatori di bassa frequenza, semplicemente osservando l'andamento della potenza d'uscita al variare del carico.

Caratteristiche tecniche

Campo di misura: da 10 mW a 50 W in due gamme 0 ÷ 5 W, 0 ÷ 50 W

Valori di carico: 2,5 - 5 - 7,5 - 10 - 15 - 20 Ω

Banda passante: da 10 Hz a 100 kHz

Diodi impiegati: 2/OA85

Dimensioni: 160 x 125 x 65 mm

Peso: 0,5 kg.

Principio di funzionamento

Il principio di funzionamento del Wattmetro BF consiste nel misurare le tensioni ai capi di una resistenza nota e nell'esprimere tale lettura direttamente in termini di potenza.

Per meglio comprendere il funzionamento, consideriamo il circuito semplificato rappresentato in fig. 1, in cui la resistenza Rc rappresenta la resistenza di carico in cui viene dissipata la potenza da misurare. La tensione che si manifesta ai capi della resistenza Rc, e che vale

$$V_c = \sqrt{P R_c}$$

viene misurata dal circuito voltmetrico costituito dalle resistenze Ra, Rb e da un voltmetro in alternata.

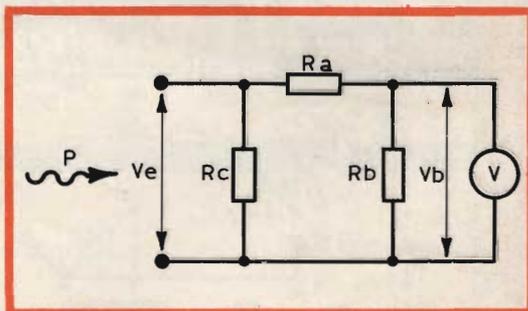



Fig. 1 - Schema di principio.

Le resistenze Ra e Rb sono necessarie per poter sfruttare una sola scala dello strumento indicatore, quando la resistenza di carico viene variata.

Possiamo notare, analizzando il circuito di fig. 1, che la potenza dissipata in Rc, e che rappresenta la potenza incognita, può essere espressa come funzione di Vb. Infatti tale potenza vale

$$1) \qquad P = \frac{V^2c}{Rc},$$

ma poiché la tensione Vb è data dalla relazione

$$2) \qquad Vb = Vc \frac{Rb}{Ra + Rb},$$

la tensione Vc vale:

$$3) \qquad Vc = Vb \frac{Ra + Rb}{Rb};$$

e sostituendo la 3) nella espressione 1), otteniamo:

$$4) \qquad P = V^2b \left[\frac{Ra + Rb}{Rb} \right]^2 \cdot \frac{1}{Rc}$$

Notiamo quindi che la potenza P è proporzionale al termine V^2b, ed il coefficiente di proporzionalità vale:

$$\left[\frac{Ra+Rb}{Rb} \right] \cdot \frac{1}{Rc} \cdot$$

pur di scegliere pertanto una scala quadratica per il voltmetro, il valore della potenza P può essere letto direttamente sul voltmetro.

Quando però si varia la resistenza di carico, anche il coefficiente di proporzionalità della 4) cambia, e sarebbe pertanto necessario adottare diverse scale del voltmetro. È però possibile scegliere opportunamente i valori delle resistenze Ra e Rb in modo tale che il suddetto coefficiente di proporzionalità si mantenga costante.

Risulta infatti, ricavando Ra dalla espressione 4):

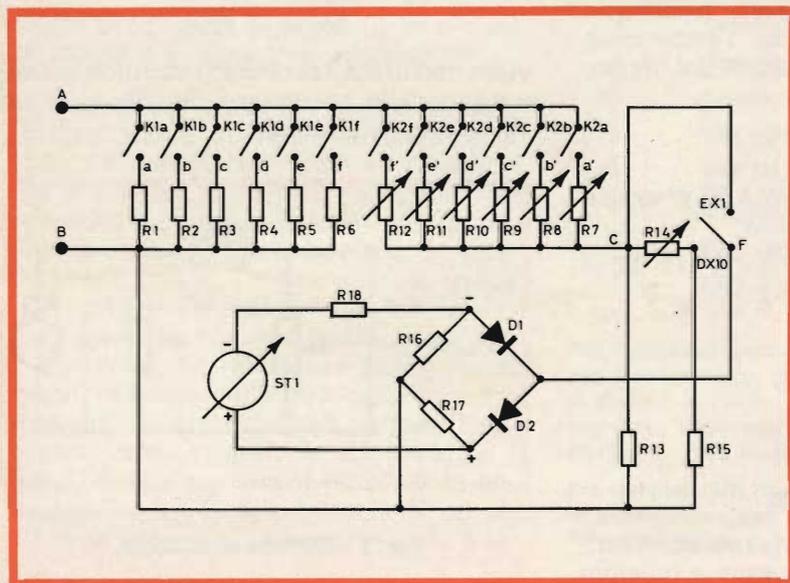
$$(Ra + Rb)^2 = \frac{P\,Rc \cdot R^2b}{V^2b} \text{ da cui}$$

$$Ra + Rb = Rb \sqrt{\frac{PRc}{V^2b}}$$

e quindi

$$5) \qquad Ra = Rb \left(\sqrt{\frac{PRc}{V^2b}} - 1 \right)$$

Si può quindi concludere che, mantenendo costanti i valori di P, Vb e Rb, per ogni valore di Rc risulta definito il valore da assegnare alla resistenza Ra per poter avere la stessa tensione Vb, e quindi un'unica scala tarata in watt.

Fig. 2 - Circuito elettrico.

Il circuito elettrico

In fig. 2 è rappresentato il circuito elettrico, ove si nota che il segnale d'ingresso viene applicato ai morsetti A e B, e che mediante il commutatore R1 (prima terna della tastiera) vengono inseriti i vari carichi costituiti dalle resistenze R1, R2, R3, R4, R5, R6.

La tensione ai capi di tali carichi viene ridotta attraverso il partitore formato dalla resistenza R13 e da ciascuna delle resistenze variabili R7, R8, R9, R10, R11, R12, che rappresentano le resistenze di taratura e che sono inserite mediante il commutatore K2 (seconda terna della tastiera).

Il commutatore R3 consente di prelevare la tensione ai capi di R13, o direttamente (X1 W), oppure riducendola attraverso il partitore R14, R15, in modo da moltiplicare la lettura della potenza per 10 (X10 W).

La tensione viene infine raddrizzata dal semiponte di diodi D1, D2, R16, R17, e quindi misurata dal voltmetro costituito dalla resistenza R18 e dallo strumento St1. Si è usato un semiponte, anziché un ponte di diodi, al fine di ottenere una maggiore linearità della scala.

La realizzazione pratica

Lo strumento è molto semplice da costruire: esso è costituito da due parti, e precisamente un pannello frontale — su cui trovano posto lo strumento indicatore St1, i morsetti d'ingresso, il commutatore R3 (X1 W, X10 W) ed il commutatore a tastiera a sei tasti collegati K1-K2 — ed un circuito stampato su cui sono montati tutti i componenti, e che viene fissato direttamente allo strumento indicatore.

La realizzazione pratica si inizia con il montaggio del circuito stampato, il quale è rappresentato in fig. 3 visto dal lato delle saldature in scala 1 : 1; le dimensioni del circuito stampato sono: 85 x 135 mm. In fig. 4 è mostrata la disposizione dei componenti sulla piastra del circuito stampato.

Per quanto riguarda il montaggio, si tenga presente che, poiché la distanza tra i terminali delle resistenze di carico non è costante, è meglio fissare tali resistenze al circuito mediante piccoli tratti di conduttore di sezione di almeno 1 mm². A causa delle correnti relativamente elevate che possono circolare è consigliabile rinforzare la striscia del circuito stampato che è comune alle resistenze di carico, saldando su di essa un conduttore di rame di conveniente sezione.

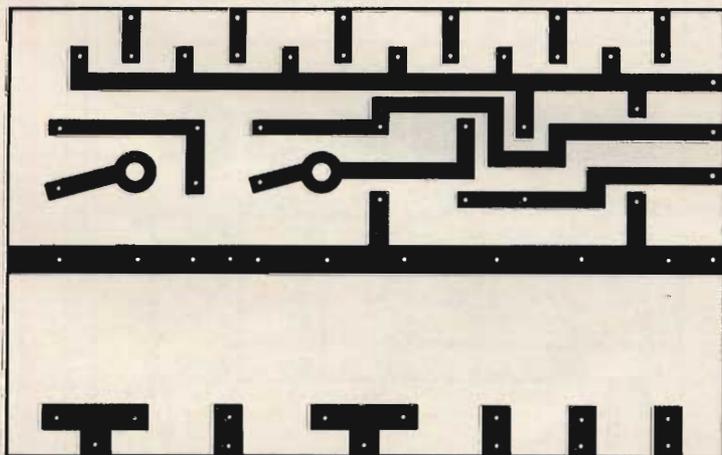



Fig. 3 - Circuito stampato visto dal lato delle saldature.

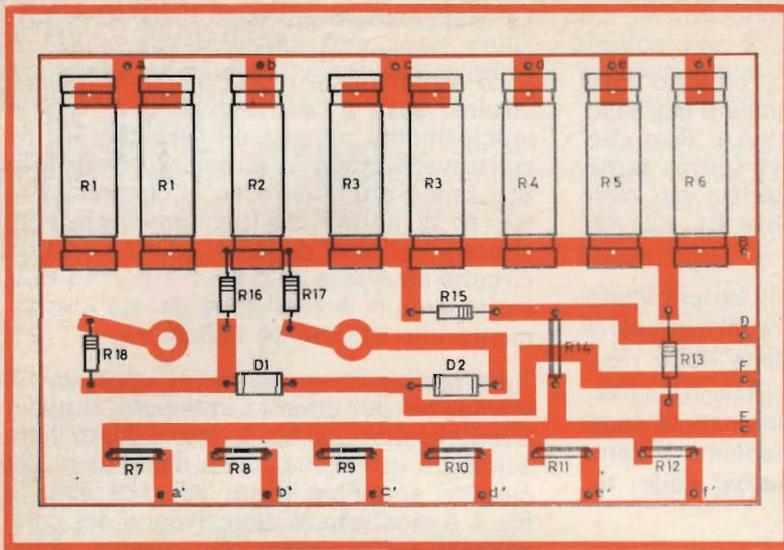



Fig. 4 - Schema di cablaggio.

Il carico di 2,5 Ω è ottenuto mettendo in parallelo due resistenze di 5 Ω, ed il carico di 7,5 Ω mettendo in parallelo due resistenze di 15 Ω. Le resistenze di carico devono essere le più precise possibile, e se si ha la possibilità di misurarne il valore ohmico, ad esempio mediante un ponte, è possibile togliere alcune spire del filo da una resistenza di valore più alto sino a trovare il valore esatto. Un altro medoto consiste nel porre in parallelo o in serie resistenze di correzione.

Ottenuto così il circuito stampato, si passa alla realizzazione del pannello frontale, il quale è costruito in lamiera di alluminio dello spessore di 1 mm e dalle dimensioni 125 x 160 mm. In fig. 5 sono rappresentati il piano di foratura e le diciture del pannello.

Dopo aver forato il pannello è consigliabile pulirlo con tela smeriglio o con un bagno di soda caustica diluita nell'acqua, e quindi scrivere le diciture con inchiostro di china; inoltre, per proteggere le scritte, è bene applicare un foglio di plastica autoadesiva trasparente oppure spruzzare il pannello con una vernice trasparente.

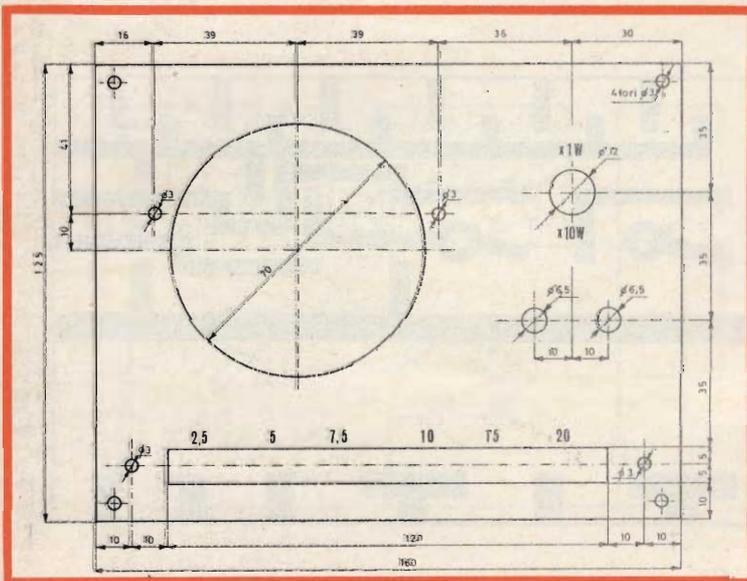



Fig. 5 - Piano di foratura e diciture del pannello frontale.

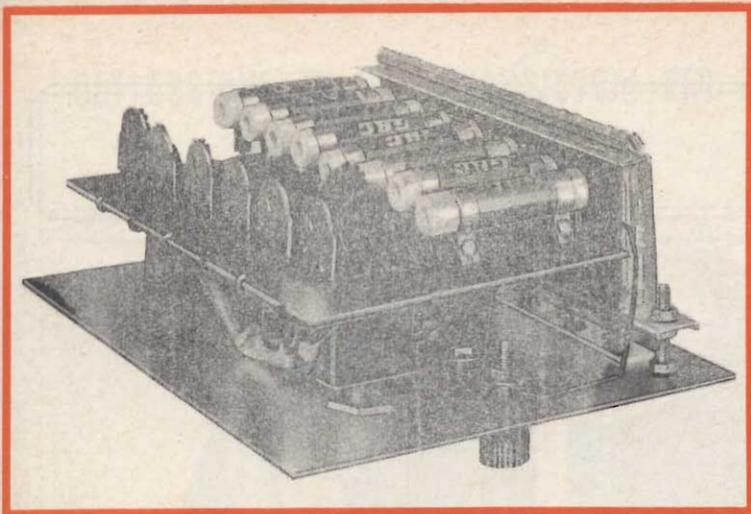



Fig. 6 - Aspetto del misuratore visto dal lato componenti.

Al circuito stampato

F
E
D
B
A
B

20Ω 15Ω 10Ω 7,5Ω 5Ω 2,5Ω

f' e' d' c' b' a'

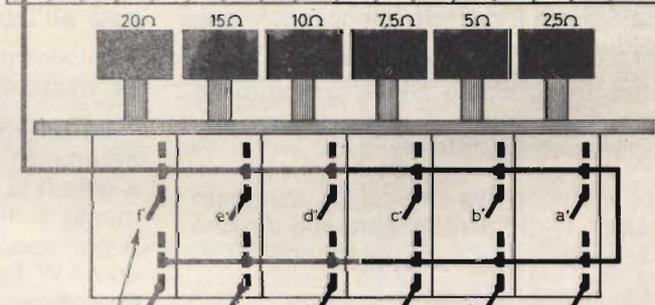
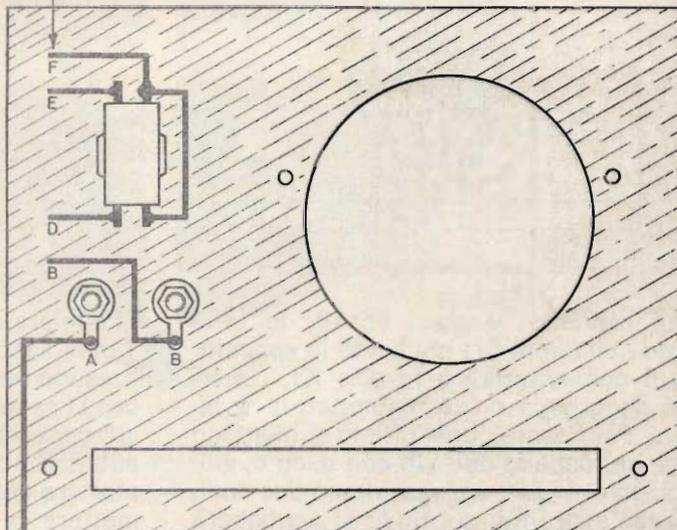
f e d c b a

Al circuito stampato

Fig. 7 - Schema di cablaggio visto dal lato posteriore del pannello.

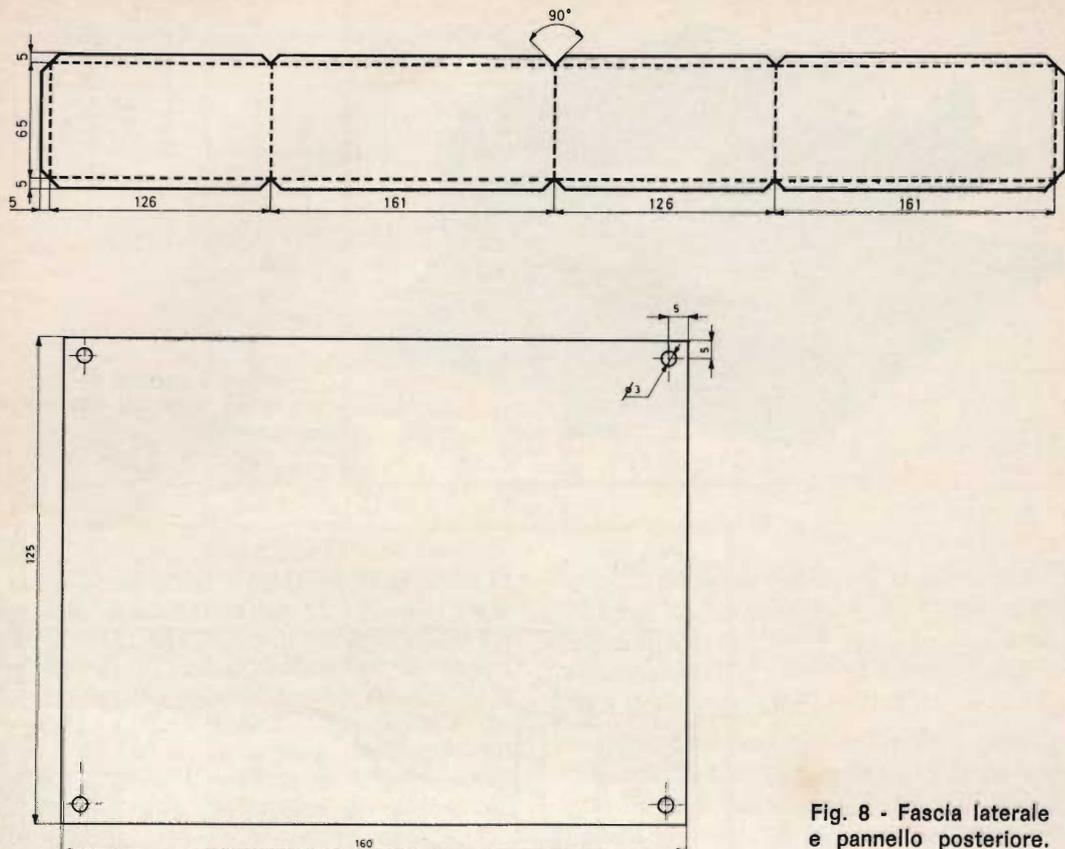



Fig. 8 - Fascia laterale e pannello posteriore.

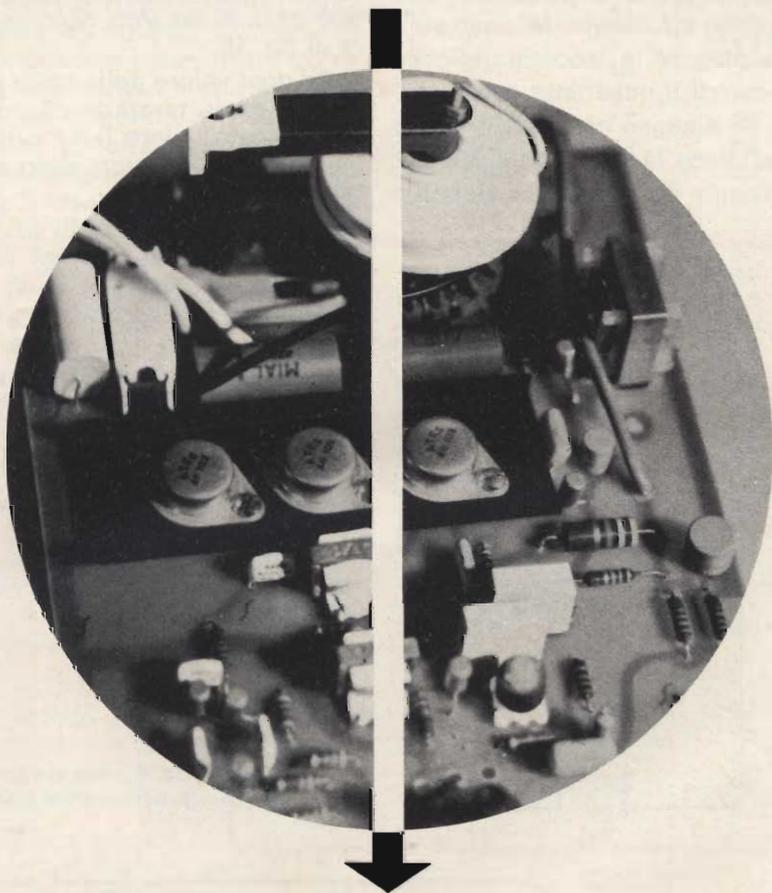
Sul pannello vengono fissati: lo strumento indicatore St1 mediante le apposite viti, il commutatore a levetta K3, i morsetti d'ingresso ed il commutatore a tastiera. Per fissare quest'ultimo si montano prima sul panello due viti con dado e, alla distanza di circa 1 cm si avvitano due dadi, uno per ogni vite, sui quali si appoggerà il commutatore a tastiera, bloccandolo mediante due controdadi.

Il circuito stampato viene fissato direttamente ai morsetti « + » e « — » del microamperometro mediante dadi.

I collegamenti tra il circuito stampato ed i componenti fissati al pannello devono essere eseguiti secondo lo schema di figura 7.

Lo strumento è così ormai completamente costruito, e non rimane altro che tararlo e racchiuderlo in un contenitore. Noi consigliamo di costruire il contenitore in lamiera di alluminio avente spessore di 1 mm, secondo le indicazioni di fig. 8, realizzando una fascia laterale a cui si applicano i pannelli anteriore e posteriore. Questi possono essere fissati mediante viti autofilettanti. È bene che nel pannello posteriore siano praticati alcuni fori per permettere la fuoriuscita del calore sviluppato all'interno dello strumento.

La tracciatura della scala

Lo strumento indicatore è un microamperometro avente la sensibilità di 100 μA, e quindi la scala del quadrante dello strumento è divisa in 100 parti ed è lineare. A noi invece occorre una scala quadratica con 5 W fondo scala, e quindi occorre ridisegnare completamente il quadrante. Inoltre risulta in pratica molto comodo esprimere i livelli di potenza in termini di dB, e quindi, oltre alla scala tarata in W, occorre disegnare una scala tarata in dB.

Consigliamo di procedere nel seguente modo: si toglie, con una leggera pressione ai bordi, il coperchio di plastica trasparente dello strumento, e, dopo aver svitato le due viti che bloccano il quadrante, si sfila lo stesso dallo strumento, facendo attenzione a non piegare la lancetta indicatrice. Si fissa quindi il quadrante su di un foglio di carta da disegno con nastro adesivo e si ingrandisce la scala 0-100 disegnandola sul foglio da disegno e rispettando l'inizio ed il fondo scala, come appare in fig. 9.

Con una gomma da inchiostro si cancellano le diciture preesistenti e si disegnano con un compasso e con inchiostro di china due archi di cerchio, secondo le indicazioni di fig. 10.

Ad ogni valore della scala tarata in watt e della scala tarata in dB corrisponde un determinato valore letto sulla scala 0-100 ingrandita. Tali valori sono riportati nelle tabelle 1° e 2°.

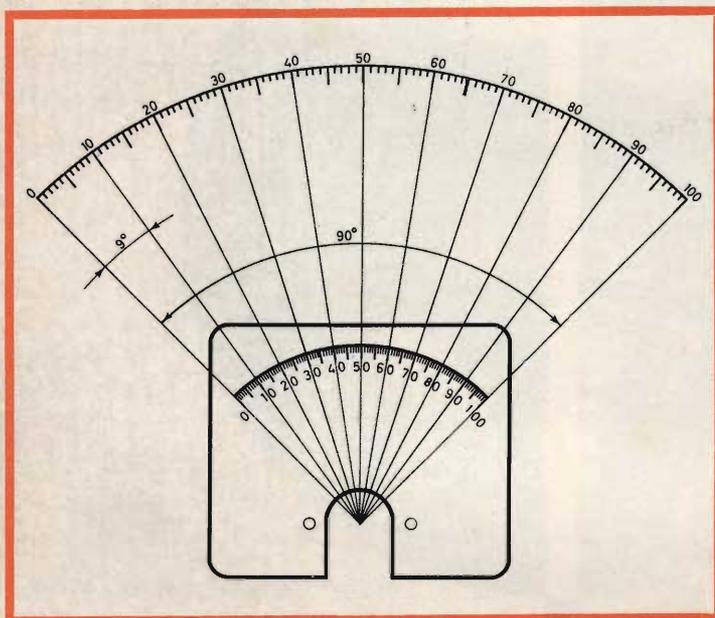



Fig. 9 - Ingrandimento della scala del quadrante dello strumento.

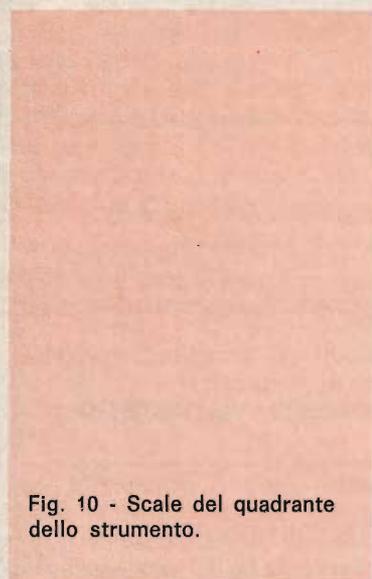



Fig. 10 - Scale del quadrante dello strumento.

La taratura dello strumento

La messa a punto dello strumento consiste nel tarare i reostati R7, R8, R9, R10, R11, R12, per un determinato valore di potenza. Per questo è necessario conoscere la potenza che viene dissipata in ciascun carico. Occorre innanzitutto avere a disposizione una sorgente che fornisca tale potenza; per comodità si può usare un trasformatore ed effettuare quindi la taratura a 50 Hz, data l'ampia risposta dello strumento alla frequenza, oppure si può sfruttare l'uscita di un amplificatore che sia in grado di fornire una potenza di alcuni watt indistorti. In questo ultimo caso si ha il vantaggio di regolare a piacere il livello dell'uscita.

Per effettuare la taratura è possibile procedere in due differenti modi: il primo metodo consiste nel misurare la tensione ai capi di ciascun carico e calcolare la potenza con la formula $P = \frac{V^2}{R}$ dove R è la resistenza del carico. Per questo è però necessario conoscere il valore esatto delle resistenze di carico, misurandole ad esempio mediante un ponte per resistenze.

Il secondo metodo consiste nel misurare con un voltmetro la tensione e con un amperometro la corrente che fluisce nel carico; la potenza è calcolabile con la formula

$$P = V \cdot I$$

Per tarare lo strumento occorre variare il reostato corrispondente ad ogni portata sino a far coincidere la lettura sulla scala con il valore della potenza calcolata. Il commutatore a levetta deve rimanere nella posizione X1 W.

Per diminuire l'errore di taratura su tutta la scala sarebbe bene usare come valore di taratura una potenza compresa tra 2 e 4 W.

Dopo aver accuratamente tarato lo strumento per ogni valore del carico, occorre procedere alla taratura della portata X10W, e per questo è sufficiente regolare il reostato R14 in modo tale che passando dalla portata X1 W a quella X10 W l'indicazione dello strumento risulti divisa per dieci. Così ad esempio se nella portata X1 W si legge il valore di 5 , passando nella portata X10 W si dovrà leggere il valore 0,5.

TABELLA 1

W	λ	W	λ
0	0	1,9	61,6
0,01	4,5	2	63,2
0,02	6,3	2,1	64,8
0,03	7,7	2,2	66,4
0,04	8,9	2,3	67,8
0,05	10	2,4	69,3
0,06	11	2,5	70,6
0,07	11,8	2,6	72
0,08	12,6	2,7	73,5
0,09	13,4	2,8	74,8
0,1	14,1	2,9	76,2
0,15	17,3	3	77,5
0,2	20	3,1	78,7
0,25	22,4	3,2	80
0,3	24,5	3,3	81,2
0,35	26,4	3,4	82,5
0,4	28,3	3,5	83,6
0,45	30	3,6	85
0,5	31,6	3,7	86
0,6	34,6	3,8	87,2
0,7	37,4	3,9	88,4
0,8	40	4	89,5
0,9	42,4	4,1	90,5
1	44,7	4,2	91,6
1,1	46,9	4,3	92,7
1,2	49	4,4	93,8
1,3	51	4,5	95
1,4	52,9	4,6	96
1,5	54,7	4,7	97
1,6	56,6	4,8	98
1,7	58,3	4,9	99
1,8	60	5	100

TABELLA 2

dB	λ	dB	λ
— 10	14,1	0	44,7
— 9	15,8	0,5	47,3
— 8	17,7	1	50,2
— 7	20	1,5	53
— 6	22,4	2	56,3
— 5	25,2	2,5	60
— 4,5	26,6	3	63,2
— 4	28,3	3,5	66,8
— 3,5	30	4	70,6
— 3	32	4,5	75
— 2,5	33,6	5	80
— 2	35,6	5,5	84
— 1,5	37,6	6	89
— 1	40	6,5	94,3
— 0,5	42,3	7	100

L'impiego del Wattmetro BF

La determinazione della potenza di uscita di uno stadio di amplificazione in bassa frequenza è molto semplice ed immediata: è sufficiente per questo applicare il segnale d'uscita ai morsetti d'ingresso dello strumento (fig. 11) e premere il tasto corrispondente al carico scelto.

Per evitare di sovraccaricare lo strumento indicatore è bene iniziare la misuportando il commutatore di portata nella posizione X10 W; la lettura deve essere in tal caso multiplicata per dieci. Se l'indicazione è inferiore a 0,5 si può portare il commutatore nella posizione X1 W e la lettura è diretta.

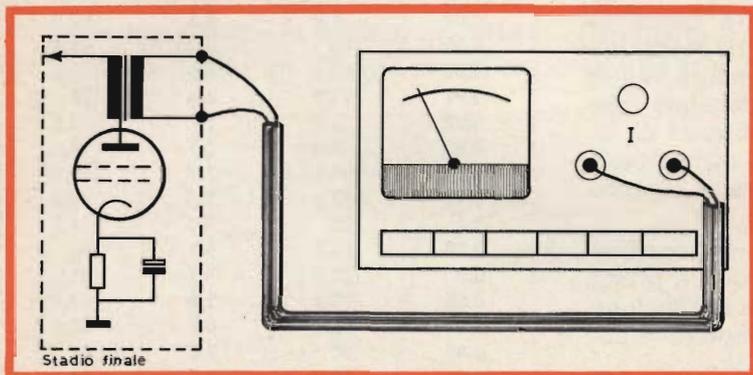



Fig. 11 - Esempio di impiego del wattmetro.

Determinazione dell'impedenza d'uscita di un amplificatore

Una misura che accade spesso di dover effettuare consiste nel determinare il valore dell'impedenza del carico, ad esempio un altoparlante, che deve essere collegato all'uscita di un amplificatore.

È evidente che il valore più conveniente di tale carico è quello per cui la potenza ad esso trasferita è massima. A tale proposito si può dimostrare che la condizione di massimo trasferimento di potenza è quella per cui l'impedenza del carico è uguale alla impedenza interna del generatore.

Se infatti si chiama con Rc l'impedenza di carico, supposta resistiva, e con Ri la impedenza interna del generatore (vedi fig. 12), la potenza dissipata in Rc risulta essere:

$$Pc = Rc\, I^2$$

$$\text{dove } I = \frac{E}{Ri + Rc},$$

$$\text{di cui } Pc = Rc \cdot \left[\frac{E}{Ri + Rc}\right]^2$$

Quest'ultima espressione risulta massima quando i termini al denominatore sono uguali, cioè Ri = Rc.

È inoltre evidente che il rendimento di tutto il complesso generatore-carico è pari al 50%, poiché metà della potenza generata viene perduta nella resistenza interna Ri.

Se si rappresenta in un diagramma l'andamento della potenza trasferita al carico in funzione del rapporto Rc/Ri, si ottiene una curva del tipo rappresentata in

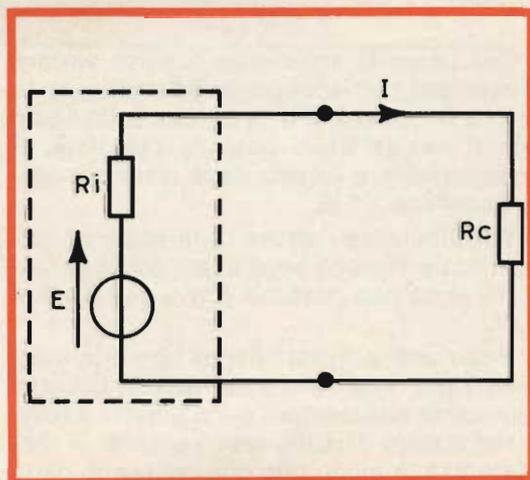



Fig. 12 - Nel rettangolo tratteggiato generatore e sua resistenza interna.

fig. 13, ove si osserva che la massima potenza si ottiene quando $\frac{Rc}{Ri} = 1$, cioè quando Rc = Ri.

Tale proprietà può essere sfruttata per determinare l'impedenza d'uscita di un amplificatore mediante l'uso del Wattmetro, secondo lo schema riportato in fig. 14.

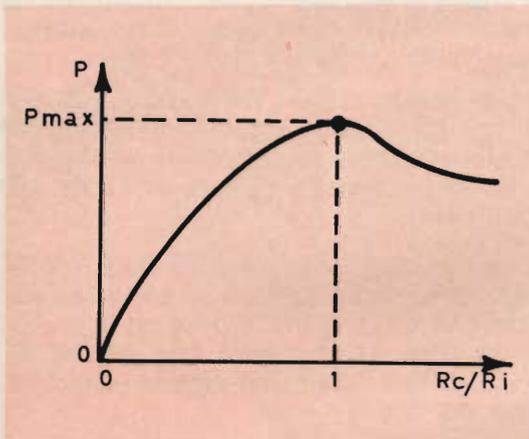



Fig. 13 - Andamento della potenza d'uscita in funzione del rapporto Rc/Ri.

All'ingresso dell'amplificatore in prova viene inviato un segnale a frequenza fissa (comunemente 1000 Hz) proveniente da un generatore a bassa frequenza; l'uscita dell'amplificatore è collegata contemporaneamente al Wattmetro e ad uno strumento che sia in grado di apprezzare la distorsione del segnale d'uscita. In mancanza di un distorsiometro tale strumento può essere sostituito da un oscilloscopio.

Per effettuare la misura si procede nel modo seguente:

— si predispone il Wattmetro per un determinato valore delle resistenze di carico (ad esempio 2,5 Ω);

— si regola il comando del Volume dell'amplificatore al massimo, ed i comandi dei Toni in modo che essi non abbiano influenza;

— si aumenta il segnale d'ingresso sino a che la distorsione del segnale di uscita è uguale al 5% (distorsione ammessa dalle norme); nel caso in cui si usi l'oscilloscopio, la forma d'onde deve risultare molto poco distorta;

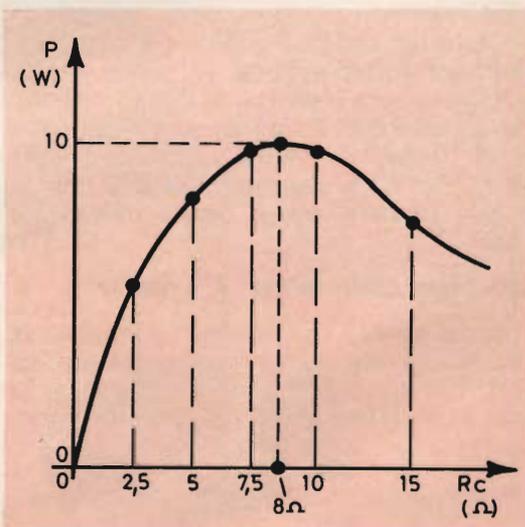
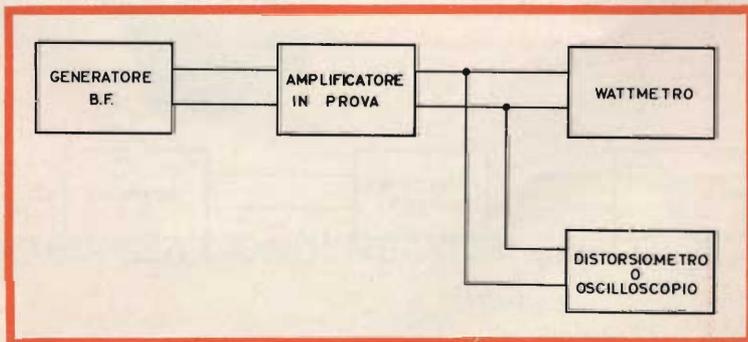



Fig. 15 - Interpolazione grafica della curva della potenza e determinazione della potenza massima e del circuito ottimo.

Fig. 14 - Schema a blocchi del circuito di misura.

— Il valore indicato dal wattmetro corrisponde alla massima potenza indistorta per un determinato carico;

— si ripete la misura per ogni altro valore della resistenza di carico Rc, sempre mantenendo la distorsione nei limiti accettabili.

Tra tutti i valori letti ve ne sarà uno che è maggiore degli altri: tale valore rappresenta la massima potenza che l'amplificatore può erogare, ed il valore del carico per il quale si ha tale potenza coincide con l'impedenza d'uscita dell'amplificatore stesso.

Poiché però non è detto che tale impedenza sia esattamente uguale ad uno dei sei valori del carico, è consigliabile in tal caso tracciare la curva della potenza in funzione del carico. È facile da questa ricavare per interpolazione il valore esatto dell'impedenza d'uscita. In fig. 15 riportiamo un esempio, in cui la massima potenza si ha per un valore di Rc compresa tra 7,5 Ω e 10 Ω: per interpolazione grafica si può ritenere che il carico ottimo sia 8 Ω.

Uso della scala tarata in « decibel »

Come è noto il « decibel » rappresenta una misura relativa che può essere espressa in termini di tensione o di potenza; le due espressioni sono equivalenti e valgono

$$10 \log_{10} \frac{P1}{P2} = 20 \log_{10} \frac{V1}{V2}$$

La potenza P2 può essere assunta come livello di riferimento, e tale scelta è arbitraria. Solitamente si assume come riferimento la potenza di 1 mW, ed in tal caso si indica con la sigla « dBm » il valore espresso in « decibel ».

Nel nostro caso però abbiamo scelto come riferimento la potenza di 1 W, cui corrisponde quindi il livello 0 dB. Se si vuole esprimere la lettura in dBm occorre aggiungere + 30 dB ai dB letti sulla scala, poiché infatti il livello di 1 W riferito a 1 mW corisponde a + 30 dB.

Se si usa la portata X10 W, occorre aggiungere alla lettura il valore + 10 dB.

Come esempio d'impiego riportiamo la determinazione della curva di risposta di un amplificatore di bassa frequenza.

Per questo occorre realizzare il circuito di fig. 16, in cui è rappresentato l'amplificatore in prova alimentato da un segnale a bassa frequenza e caricato all'uscita dal wattmetro.

La tensione del segnale d'ingresso deve essere mantenuta costante e pari ad un valore tale da lavorare in condizioni di non distorsione. La frequenza deve essere invece variata entro una gamma sufficientemente ampia.

La misura si esegue variando la frequenza e leggendo il valore della potenza di uscita espresso in dB. Se ora si rappresenta su di un grafico l'andamento della potenza d'uscita per ogni valore di frequenza, si ottiene la curva di risposta dell'amplificatore espressa in dB.

Facciamo però notare che, poiché è consuetudine rappresentare in grafico l'andamento della curva di risposta espressa in termini di tensione e non in termini di potenza, la lettura fatta sullo strumento deve essere raddoppiata.

Pertanto ad una diminuzione della potenza d'uscita pari a — 1,5 dB, corrisponde una diminuzione della tensione pari a — 3 dB.

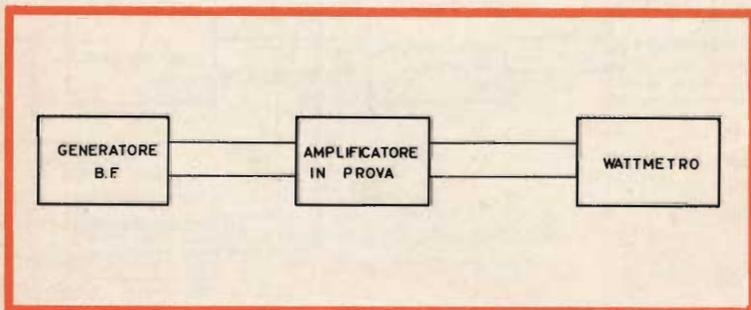



Fig. 16 - Schema a blocchi del circuito di misura per la determinazione della curva di risposta di un amplificatore.

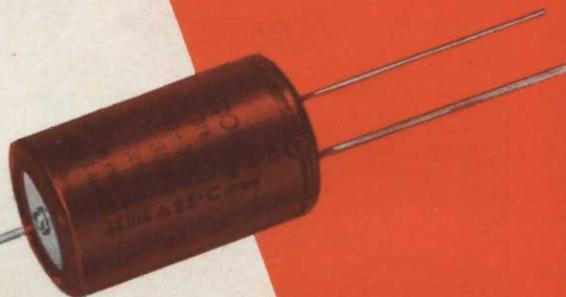
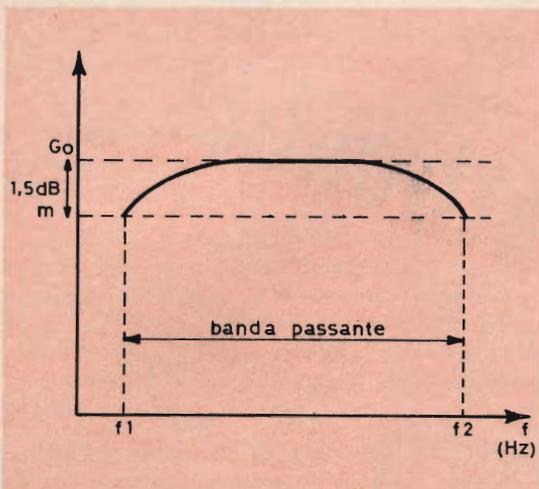



Fig. 17 - Esempio di curva di risposta di un amplificatore espressa in termini di potenza.

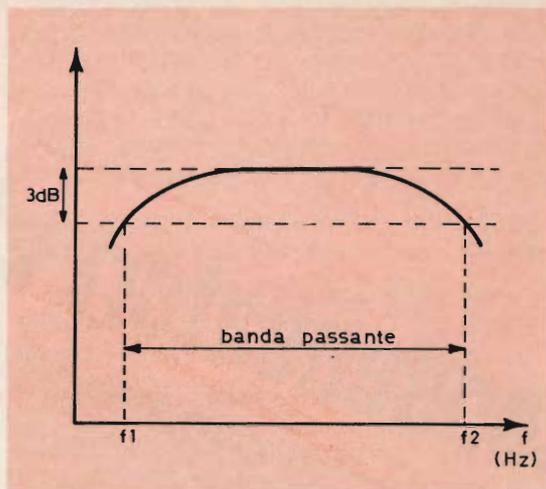



Fig. 18 - La stessa curva di risposta di figura 17 espressa in termini di tensione.

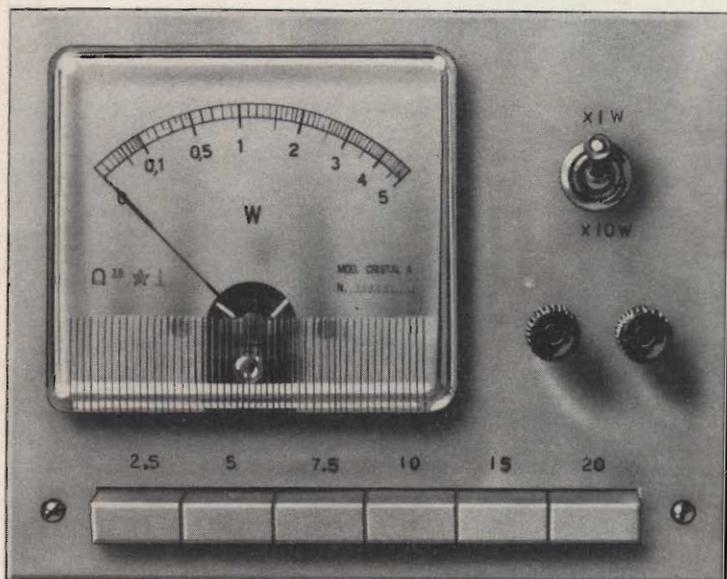



Fig. 19 - Vista frontale del wattmetro.

In fig. 17 è rappresentata la curva di risposta di un amplificatore espressa in termini di potenza, mentre in fig. 18 è rappresentata la stessa curva in termini di tensione.

La banda passante dell'amplificatore in prova è data dalla differenza delle frequenze f2 e f1, per le quali il guadagno a centrobanda Go è diminuito di 1,5 dB se si rappresenta la potenza d'uscita (fig. 17), e di 3 dB se si rappresenta la tensione (fig. 18).

Per tracciare la curva di risposta si fa comunemente uso di un diagramma semilogaritmico, avente per ordinata una scala lineare (dB) e per ascissa una scala loga-

ELENCO MATERIALE

N°	Simbolo	Descrizione	N° Catalogo
1	R1	2,5 Ω (due resistenze 5 Ω - 20 W in parallelo)	D/93
1	R2	5 Ω - 20 W	D/93
1	R3	7,5 Ω (due resistenze 15 Ω - 20 W in parallelo)	D/93
1	R4	10 Ω - 20 W	D/93
1	R5	15 Ω - 20 W	D/93
1	R6	20 Ω - 20 W	D/93
1	R7	220 Ω - reostato miniatura	D/192-5
1	R8	220 Ω - reostato miniatura	D/192-5
1	R9	220 Ω - reostato miniatura	D/192-5
1	R10	220 Ω - reostato miniatura	D/192-5
1	R11	1000 Ω - reostato miniatura	D/192-5
1	R12	1000 Ω - reostato miniatura	D/192-5
1	R13	330 Ω - 1/2 W - 5%	D/31
1	R14	10.000 Ω - reostato miniatura	D/192-5
1	R15	15 KΩ - 1/2 W - 5%	D/31
1	R16	3,3 KΩ - 1/2 W - 5%	D/31
1	R17	3,3 KΩ - 1/2 W - 5%	D/31
1	R18	18 KΩ - 1/2 W - 5%	D/31
1	K1-K2	Commutatore a tastiera a 6 tasti	O/540
1	K3	Deviatore unipolare	G/1110
1	D1	Diodo OA85	—
1	D2	Diodo OA85	—
1	St	Microamperometro 100 μA	T/454
2	—	Morsetti	G/914-1N

ritmica a quattro decadi. In mancanza di un foglio già stampato, si può costruire la scala logaritmica utilizzando le divisioni della scala dei quadrati o dei cubi del regolo calcolatore.

Concludiamo l'articolo con la certezza di aver fatto cosa gradita a quei lettori che si interessano della costruzione di amplificatori per bassa frequenza, poiché con l'impiego di questo semplice strumento avranno la possibilità di effettuare misure precise che garantiscono le prestazioni delle loro apparecchiature.

Ing. Piero Ricci

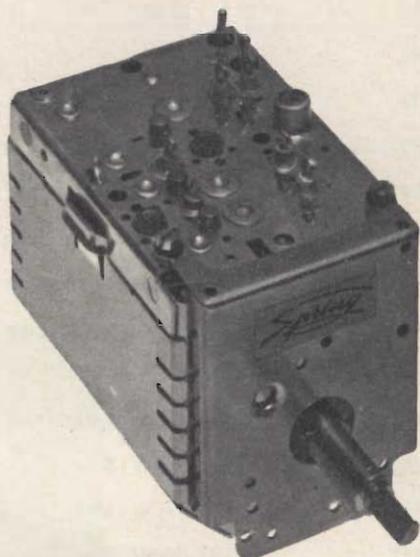
SELETTORE VHF A TRANSISTORI

In seguito a numerose richieste presentiamo ai nostri lettori un nuovo modello di selettore VHF a transistori.

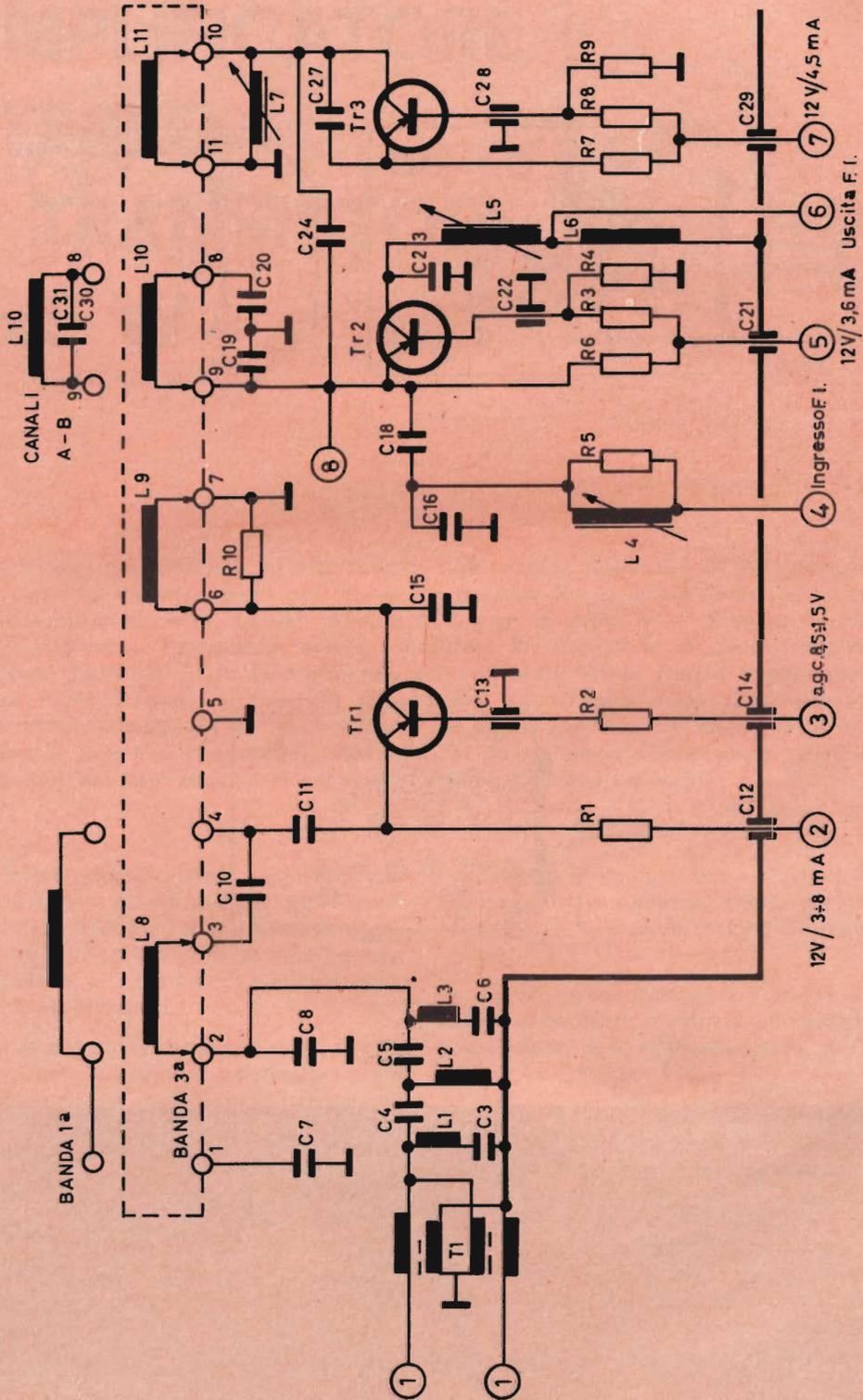
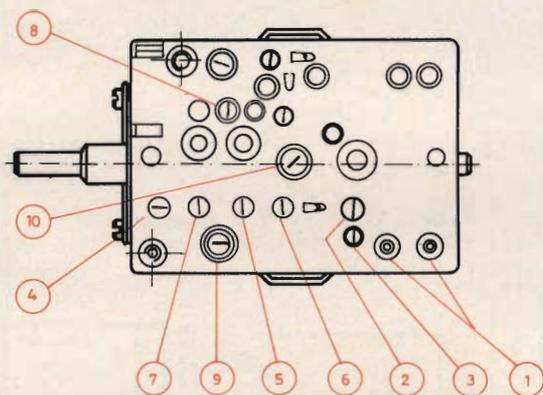
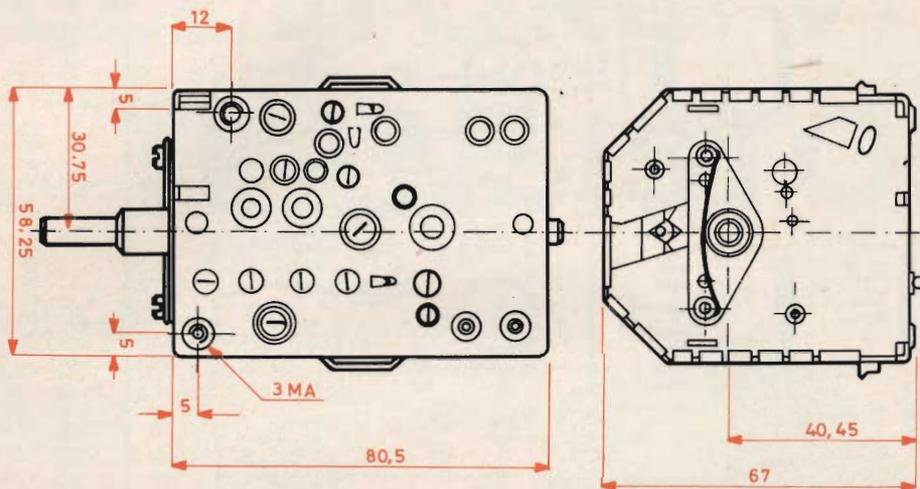
Esso consente la ricezione della banda I (canali A-B-C o 2-3-4) e della banda III (canali D-E-F-G-H-HI o 5-6-7-8-9-10-11).

Impiega un transistore AF 109 R e due AF 106. L'alimentazione dello stadio RF è di 12 V con una corrente di 3 $\div$ 8 mA (g.c. 8,5 $\div$ 1,5). L'alimentazione dello stadio oscillatore è di 12 V con una corrente di 4,5 mA e del mescolatore è di 12 V con una corrente di 3,6 mA. Le dimensioni del gruppo, secondo l'ordine lunghezza x larghezza x altezza, sono di 80,5 x 58,25 x 67.

N. G.B.C. M/795.

Qui di seguito diamo le principali caratteristiche.

CARATTERISTICHE	Banda 1ª	Banda 3ª	
Guadagno di tensione (1)	$\geq$ 40	$\geq$ 38	dB
Cifra di fruscio	$\leq$ 5,5	$\leq$ 6,5	dB
Larghezza di banda RF picco picco	$\leq$ 5,5	$\leq$ 5,5	MHz
Rejezione immagine	> 60	> 60	dB
Rejezione Frequenza Intermedia	$\geq$ 45	$\geq$ 60	dB
Coefficiente di riflessione	< 40	< 40	%
Sintonia fine	4 $\div$ 5	4 $\div$ 5	MHz
Stabilità Oscillatore:			
per variazione della tensione di alimentazione del $\pm$ 10%	$\leq$ 100	$\leq$ 100	kHz
per variazione della temperatura ambiente di 20 °C	$\leq$ 200	$\leq$ 200	kHz
Impedenza di ingresso Simmetrica	300	300	Ω
Impedenza di ingresso Asimmetrica	75	75	Ω

(1) Misura effettuata come rapporto tra la tensione presente ai morsetti di antenna e la tensione dello stesso segnale sul secondario del filtro F.I. smorzato con 2700 ohm; Banda F.I. = 6 MHz a 3 dB, insellamento 5%.

CANALI
A - B
BANDA 1a
BANDA 3a
12V/3÷8 mA
a.g.c. 8,5÷1,5V
Ingresso F.I.
12V/3,6 mA
Uscita F.I.
12V/4,5 mA
Tr1
Tr2
Tr3
T1

1)	Ingresso antenna VHF	300	ohm
2)	Alimentazione stadio R.F.	12/3 ÷ 8	V/mA
3)	Tensione controllo guadagno	8,5 ÷ 1,5	V
4)	Ingresso F.I.	43 o 36	MHz
5)	Alimentazione stadio mescolatore	12/3,6	V/mA
6)	Uscita F.I.	43 o 36	MHz
7)	Alimentazione stadio oscillatore	12/4,5	V/mA
8)	Punto di allineamento stadio R.F.		
9)	Nucleo di regolazione stadio di ingresso F.I.		
10)	Nucleo di regolazione stadio di uscita F.I.		

AMPLIFICATORE STEREO A TRANSISTORI 2x5 W

BASSA FREQUENZA

a cura di L. Biancoli

In genere, per l'ascolto ad alta fedeltà della musica riprodotta in un ambiente a cubatura limitata, quale può essere un normale locale di un'abitazione, sono sufficienti pochi watt, ed una potenza di 5 watt di uscita è — di solito — più che sufficiente. Per questo motivo, riportiamo la descrizione di questo amplificatore, tratta da Toute l'Electronique, che — senza essere troppo impegnativo per i più iniziati — consente di ottenere un risultato assai soddisfacente. La versione originale è stata realizzata — naturalmente — a circuiti stampati: tuttavia il lettore che volesse cimentarsi in questa realizzazione potrà ottenere risultati del pari positivi, ricorrendo al montaggio convenzionale.

L'intero amplificatore che stiamo per descrivere può essere realizzato in un'unica unità, contenente i due preamplificatori, i due amplificatori di potenza (uno per ciascun canale), e la sezione di alimentazione, comune ad entrambi.

Grazie alla bassa impendenza dei circuiti a transistori, la presenza del trasformatore di alimentazione in prossimità dei circuiti di entrata non arreca danni apprezzabili agli effetti del rumore di fondo, a patto — beninteso — che si adottino alcuni accorgimenti per effettuare una schermatura efficace.

La **figura 1** illustra l'aspetto dell'apparecchio interamente montato, e privo dell'involucro esterno, allo scopo di mettere in evidenza la disposizione dei componenti principali, e — soprattutto — le reciproche posizioni dei preamplificatori, (la cui basetta è montata dietro al pannello recante i quattro comandi), degli amplificatori di potenza, e della sezione di alimentazione.

La tecnica realizzativa non presenta problemi particolari, mentre è interessante la descrizione delle diverse sezioni che compongono l'apparecchio.

Il preamplificatore

Come si osserva alla **figura 2**, che riporta il circuito elettrico dell'intero preamplificatore, esso consiste in due sezioni identiche tra loro, di cui una per il canale destro, ed una per il canale sinistro.

Ciascuna delle due unità consta di un unico transistore, del tipo AC 171. Questo tipo di transistore è stato scelto grazie al suo guadagno elevato, ed al suo basso fat-

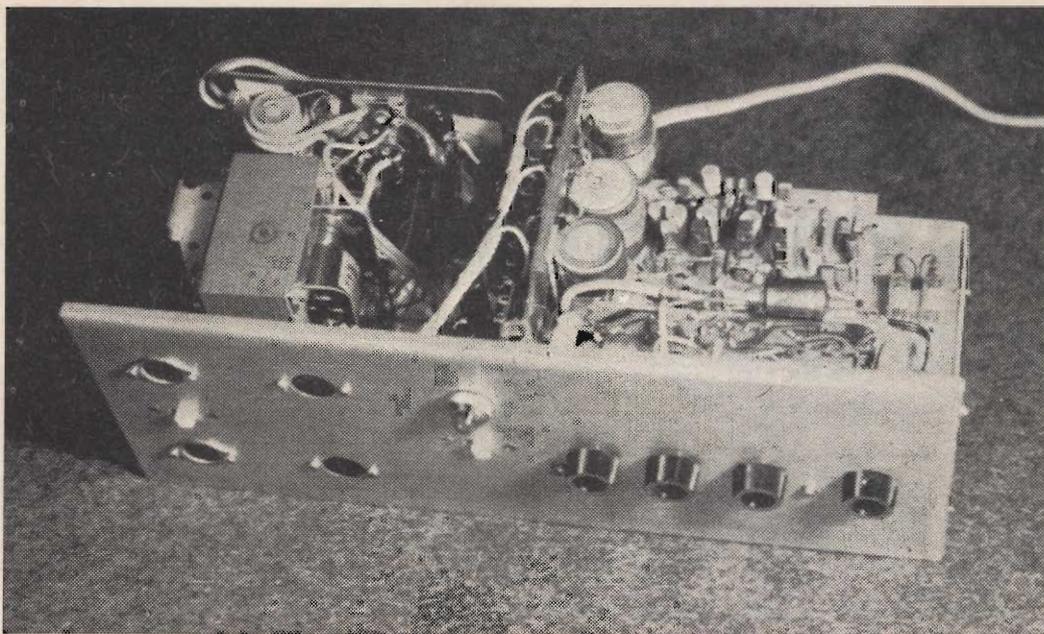



Fig. 1 - Aspetto dell'amplificatore così come è stato realizzato in fase sperimentale. Sul pannello frontale sono stati disposti tutti i comandi (tono, volume e bilanciamento), nonché le prese di collegamento di ingresso e di uscita.

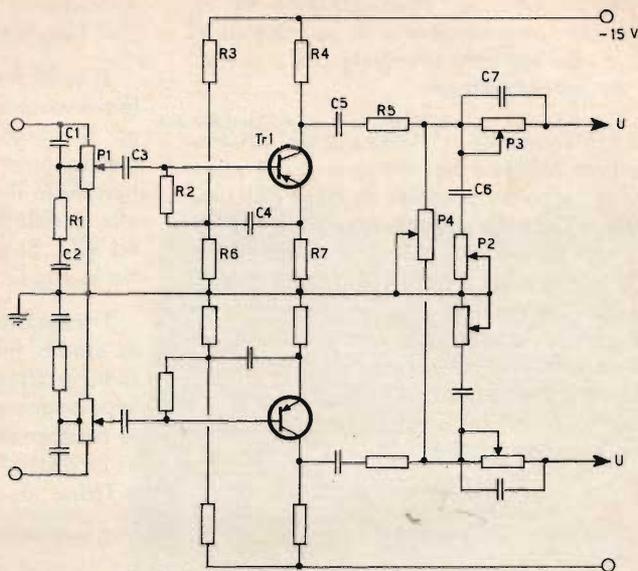
tore di rumore. Ciò consente una sensibilità più che sufficiente, in quanto basta un segnale di 30 millivolt applicato all'ingresso, per ottenere in uscita la potenza nominale massima, unitamente ad un valore ottimo del rapporto segnale-rumore.

Si noti che il potenziometro mediante il quale viene regolato il guadagno (vale a dire il volume di uscita da parte dell'amplificatore di potenza) è stato collocato direttamente all'ingresso dello stadio, ossia nel circuito di base. Ciò col preciso scopo di evitare una saturazione accidentale degli stadi di ingresso, in presenza di segnali di notevole ampiezza.

Naturalmente, lo stadio di preamplificazione così concepito (ci riferiamo ad uno solo di essi, poiché, essendo le due sezioni identiche, il ragionamento è valido per entrambe) deve essere preceduto da un preamplificatore con equalizzatore, nell'eventualità che l'apparecchio venga impiegato con un rivelatore fonografico di tipo magnetico. In pratica, il responso alla frequenza è lineare da 30 Hz ad un massimo di 15.000 Hz, con una tolleranza di — 1 dB.

Oltre a ciò, abbinando in un unico comando i due controlli dei toni acuti (P2 in ciascuna sezione) ed in un altro comando i due controlli delle note gravi (P3), risulta perfettamente possibile ottenere una compensazione sufficiente della caratteristica di registrazione del disco, unitamente ad una potenza di uscita adatta alle esigenze alle quali abbiamo fatto riferimento. Ciò, grazie alla notevole efficacia dei due controlli di tono separati, che consente un'attenuazione ed un'esaltazione pari a ± 20 dB delle note basse e di quelle acute, rispettivamente a 40 e 10.000 Hz.

L'impiego di un ulteriore stadio di preamplificazione — tuttavia — non deve essere considerato indispensabile, bensì come un complemento in caso di necessità. Infatti, quando l'apparecchio viene fatto funzionare con un rivelatore fonografico di tipo piezo-elettrico, oppure quando si applica all'ingresso il segnale fornito da un

Fig. 2 - Circuito elettrico delle due sezioni del preamplificatore. Le sigle dei componenti sono state riportate per una sola sezione, in quanto i valori sono identici nell'altra. I due controlli di tono (note gravi ed acute) sono abbinati nelle due sezioni, come pure i potenziometri a presa centrale (P1) per il controllo del volume.

VALORI DEI COMPONENTI DEL PREAMPLIFICATORE

Componente	Valore
R1 =	1,5 kohm, 0,5 watt
R2 =	15,0 kohm, 0,5 watt
R3 =	68,0 kohm, 0,5 watt
R4 =	8,2 kohm, 0,5 watt
R5 =	2,7 kohm, 0,5 watt
R6 =	1,8 kohm, 0,5 watt
R7 =	680,0 ohm, 0,5 watt
C1 =	220 pF, a mica
C2 =	330 nF, a carta
C3 =	20 nF, a carta
C4 =	5 μF, elettrolitico 24 V
C5 =	5 μF, elettrolitico 24 V
C6 =	47 nF, a carta
C7 =	22 nF, in polistirolo
P1 =	100 kohm con presa centrale, log.
P2 =	100 kohm log. (note acute)
P3 =	250 kohm lin. (note gravi)
P4 =	50 kohm lin. (bilanciamento)
Tr1 =	AC 171 o equivalente

sintonizzatore, il collegamento diretto può essere eseguito senza alcuna particolare precauzione.

I segnali dei due canali, disponibili ai capi delle due resistenze di carico di collettore del transistore di ingresso di ciascun canale, vale a dire ai capi di R4, facenti capo ai due ingressi degli amplificatori di potenza di cui ci occuperemo tra breve, vengono regolati contemporaneamente mediante il potenziamento P4, che funge da controllo di bilanciamento. Il cursore di questo ponteziometro fa capo direttamente alla massa, per cui quella parte di potenza che viene attenuata in un canale, viene invece aggiunta nell'altro, e viceversa.

Dopo aver subìto il bilanciamento nel modo descritto, i due segnali attraversano un'altra sezione — costituita dai potenziometri per la regolazione delle frequenze gravi ed acute — nella quale essi subiscono una ulteriore correzione. Successivamente, i segnali suddetti vengono resi disponibili alle prese di uscita, tramite le quali vengono poi applicati all'ingresso degli amplificatori di potenza.

I componenti C1, R1 e C2 provvedono alla regolazione dell'equalizzazione di ingresso per una sorgente di segnale normale, quale appunto un rivelatore a cristallo o un sintonizzatore.

Una interessante particolarità del preamplificatore consiste nel modo in cui è stata ottenuta la polarizzazione di base dell'unico stadio. Come si può osservare, la capacità C4, del valore di 5 microfarad, collegata tra l'emettitore ed il punto di unione tra R2, R3 ed R6, determina una lieve contro-reazione che — unitamente alla resistenza di emettitore R7 — contribuisce a livellare il segnale, ed a renderne il funzionamento pressoché insensibile alle variazioni della temperatura ambiente.

L'amplificatore di potenza

Ciascuna delle due sezioni di amplificazione di potenza, il cui circuito elettrico è illustrato alla **figura 3,** consiste in cinque transistori del tipo « p-n-p », ed in uno del tipo « n-p-n ». Lo stadio Tr2 — in pratica — non è altro che uno stadio intermedio di amplificazione, dal cui collettore viene prelevato il segnale che viene applicato — tramite la capacità C10 — alla base di Tr3.

La base di questo transistore riceve — oltre al segnale da amplificare — anche le tensioni di segnale di contro-reazione provenienti da due diverse fonti: la prima, consistente in un accoppiamento diretto o « a corrente continua », unisce la base stessa al circuito di uscita tramite le resistenze R14 ed R15. La seconda consiste nel trasferimento alla medesima base del segnale prelevato prima della capacità C18, che costituisce l'accoppiamento all'alto parlante, dopo averlo sfasato di 180° attraverso una rete selettiva costituita da C16, C15, R27, C13, R17, ed R13.

In modo del tutto convenzionale, il segnale che si sviluppa ai capi della resistenza di carico R19, nel circuito di collettore di Tr3, viene prelevato per costituire il segnale di ingresso alle basi di un doppio stadio del tipo complementare, che costituisce il circuito di inversione di fase per l'ingresso allo stadio finale. Ci riferiamo ai transistori Tr4 (del tipo « p-n-p »), e Tr5 (del tipo « n-p-n »).

Il collegamento — come si può facilmente rilevare — è del tipo a corrente continua, ed il punto medio della caratteristica di funzionamento dello stadio viene stabilito mediante il diodo D1 collegato in parallelo alla resistenza semifissa R22, tramite R21 ed R23. Si noti che la resistenza di D1 varia in funzione della temperatura.

I transistori Tr6 e Tr7, che costituiscono lo stadio finale di potenza, vengono pertanto eccitati da due segnali eguali ma di fase opposta, che si sviluppano ai capi delle resistenze R24 ed R26, collegate in serie ai circuiti di emettitore dei transistori Tr4 e Tr5.

Il prelevamento dei segnali che alimentano l'altoparlante viene effettuato nel punto in comune tra il circuito di emettitore di Tr6, ed il circuito di collettore di Tr7. Tra questo punto e l'altoparlante, un condensatore di isolamento di grande capacità provvede a bloccare la componente continua ivi presente.

Facciamo rilevare che — per motivi di sicurezza, ed al fine di evitare il deterioramento eventuale dei transistori finali in caso di mancata applicazione del carico esterno durante il funzionamento — quando l'altoparlante non è inserito nell'apposita presa, questa provvede automaticamente ad inserire al posto della bobina mobile una resistenza di carico equivalente a forte dissipazione.

Come si è detto all'inizio, nella sezione di amplificazione di potenza non si hanno controlli manuali di alcun tipo, in quanto sia la potenza che la curva di responso vengono messe a punto agendo sugli appositi controlli previsti nel preamplificatore.

Anche questa sezione non presenta gravi difficoltà realizzative. La basetta di supporto può consistere in una piastrina di bachelite, come nel caso del preamplificatore, eventualmente del tipo forato, per facilitare il fissaggio dei componenti. La disposizione non è critica, in quanto — grazie al valore relativamente basso dell'impe-

NOVOTest

MOD. TS 140

20.000 ohm/V in c.c. e 4.000 ohm/V in c.a.

10 CAMPI DI MISURA 50 PORTATE

VOLT C.C.	8 portate	100 mV - 1 V - 3 V - 10 V - 30 V 100 V - 300 V - 1000 V
VOLT C.A.	7 portate	1,5 V - 15 V - 50 V - 150 V - 500 V 150 V - 2500 V
AMP. C.C.	6 portate	50 μA - 0,5 mA - 5 mA - 50 mA 500 mA - 5 A
AMP. C.A.	4 portate	250 μA - 50 mA - 500 mA - 5 A
OHMS	6 portate	Ω x 0,1 - Ω x 1 - Ω x 10 - x 100 Ω x 1 K - Ω x 10 K
REATTANZA	1 portata	da 0 a 10 MΩ
FREQUENZA	1 portata	da 0 a 50 Hz - da 0 a 500 Hz (condens. ester.)
VOLT USCITA	7 portate	1,5 V (condens. ester.) - 15 V - 50 V 150 V - 500 V - 1500 V - 2500 V
DECIBEL	6 portate	da — 10 dB a + 70 dB
CAPACITA'	4 portate	da 0 a 0,5 μF (aliment. rete) da 0 a 50 μF - da 0 a 500 μF - da O a 500 μF (alimentaziont batteria)

Il tester interamente progettato e costruito dalla CASSINELLI & C. - Il tester a scala più ampia esistente sul mercato in rapporto al suo ingombro; è corredato di borsa in moplen, finemente lavorata, completa di maniglia per il trasporto (dimensioni esterne mm. 140 x 110 x 46). Pannello frontale in metacrilato trasparente di costruzione robustissima. - Custodia in resina termoindurente, fondello in antiurto, entrambi costruiti con ottimi materiali di primissima qualità. - Contatti a spina che, a differenza di altri, in strumenti similari, sono realizzati con un sistema brevettato che conferisce la massima garanzia di contatto, d'isolamento e una perfetta e costante elasticità meccanica nel tempo. Disposizione razionale e ben distribuita dei componenti meccanici ed elettrici che consentono, grazie all'impiego di un circuito stampato una facile ricerca per eventuali sostituzioni dei componenti, inoltre garantisce un perfetto funzionamento elettrico anche in condizioni ambientali non favorevoli. Galvanometro del tipo tradizionale e ormai da lungo tempo sperimentato, composto da un magnete avente un altissimo prodotto di energia (3000-4000 maxwell nel traferro). - Ssopensioni antiurto che rendono lo strumento praticamente robusto e insensibile agli urti e al trasporto. - Derivatori universali in C.C. in e C.A. indipendenti e ottimamente dimensionati nel le portate 5 A. Protezione elettronica del galvanometro. Scala a specchio, sviluppo mm. 115. graduazione in 5 colori.

ECCEZIONALE!!!

CON CERTIFICATO DI GARANZIA

Cassinelli & C.

VIA GRADISCA, 4 - TEL. 30 52 41 - 30 52 47

MILANO

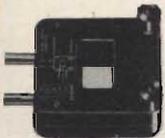
IN VENDITA PRESSO TUTTI I MAGAZZENI DI MATERIALE ELETTRICO E RADIO-TV

Prezzo L. 10.800

franco ns. stabilimento

UNA GRANDE SCALA IN UN PICCOLO TESTER

ACCESSORI FORNITI A RICHIESTA

RIDUTTORE PER LA MISURA DELLA CORRENTE ALTERNATA
Mod. TA6/N
portata 25 A - 50 A - 100 A - 200 A

DERIVATORI PER LA MISURA DELLA CORRENTE CONTINUA
Mod. SH/ 30 portata 30 A
Mod. SH/150 portata 150 A

PUNTALE PER LA MISURA DELL'ALTA TENSIONE
Mod. VC1/N port. 25.000 V c.c.

TERMOMETRO A CONTATTO PER LA MISURA ISTANTANEA DELLA TEMPERATURA
Mod. T1/N
campo di misura da —25° +250°

CELLULA FOTOELETTRICA PER LA MISURA DEL GRADO DI ILLUMINAMENTO
Mod. L1/N
campo di misura da 0 a 20.000 Lux

B R E V E T T A T O

DEPOSITI IN ITALIA:

BARI - Biagio Grimaldi
Via Pasubio 116
BOLOGNA - P.I. Sibani Attilio
Via Matteotti 14
CAGLIARI - Pomata Bruno
Via Logudoro 20
CATANIA - Cav. Buttà Leonardo
Via Ospizio dei Ciechi 32
FIRENZE - Dr. Alberto Tiranti
Via Frà Bartolommeo 38
GENOVA - P.I. Conte Luigi
Via P. Salvago 18
MILANO - Presso ns. sede
Via Gradisca 4
NAPOLI - Cesarano Vincenzo
Via Strettola S. Anna alle Paludi 62
PESCARA - P.I. Accorsi Giuseppe
Via Osento 25
ROMA - Tardini di E. Cereda e C.
Via Amatrice 15
TORINO - Rodolfo e Dr. Bruno Pomè
C.so D. degli Abruzzi 58 bis

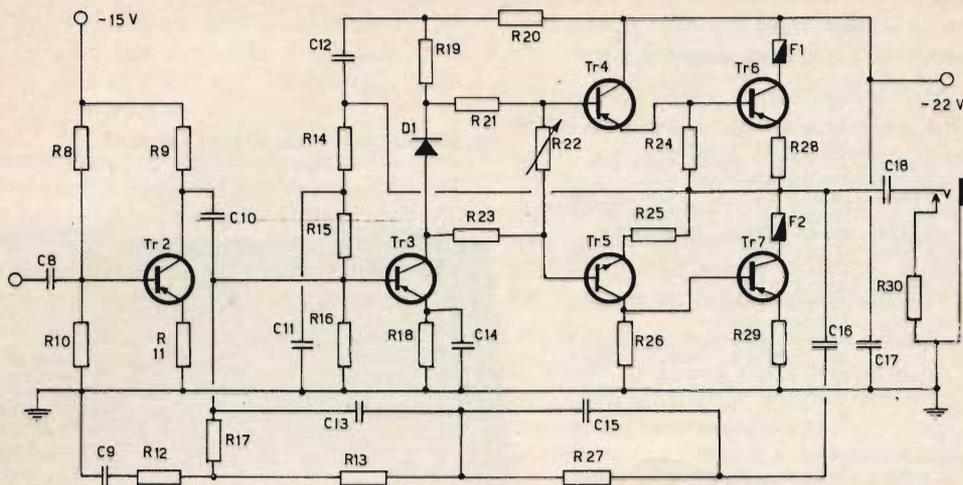



Fig. 3 - Circuito elettrico di una sola sezione dell'amplificatore di potenza. L'altra sezione è — ovviamente — identica sotto ogni aspetto. In questo circuito non esistono controlli, in quanto sia il volume che il tono ed il bilanciamento vengono regolati nel preamplificatore.

VALORE DEI COMPONENTI DELL'AMPLIFICATORE DI POTENZA

R8 = 180,0 kohm, 0,5 watt	**C8** = 3,0 μF 24 V elettrolitico
R9 = 10,0 kohm, 0,5 watt	**C9** = 2,2 nF polistirolo
R10 = 10,0 kohm, 0,5 watt	**C10** = 50,0 μF 24 V elettrolitico
R11 = 1,0 kohm, 0,5 watt	**C11** = 10,0 μF 24V elettrolitico
R12 = 4,7 kohm, 0,5 watt	**C12** = 10,0 μF 24 V elettrolitico
R13 = 27,0 kohm, 0,5 watt	**C13** = 220,0 pF a mica
R14 = 18,0 kohm, 0,5 watt	**C14** = 100,0 μF 6 V elettrolitico
R15 = 18,0 kohm, 0,5 watt	**C15** = 22,0 nF polistirolo
R16 = 4,7 kohm, 0,5 watt	**C16** = 3,0 μF 24 V elettrolitico
R17 = 27,0 kohm, 0,5 watt	**C17** = 2.500,0 μF 24 V elettrolitico
R18 = 1,0 kohm, 0,5 watt	**C18** = 2.500,0 μF 24 V elettrolitico
R19 = 6,8 kohm, 0,5 watt	
R20 = 820,0 ohm, 1,0 watt	
R21 = 500,0 ohm, 0,5 watt	**Tr2** = AC 122 (o equivalente)
R22 = 1,0 kohm (semifissa)	**Tr3** = AC 122 (o equivalente)
R23 = 100,0 ohm, 0,5 watt	**Tr4** = AC 117 (o equivalente)
R24 = 56,0 ohm, 0,5 watt	**Tr5** = AC 175 (o equivalente)
R25 = 15,0 ohm, 0,5 watt	**Tr6** = AD 155 (o equivalente)
R26 = 56,0 ohm, 0,5 watt	**Tr7** = AD 155 (o equivalente)
R27 = 56,0 kohm, 0,5 watt	
R28 = 0,47 ohm (a filo)	
R29 = 0,47 ohm (a filo)	**F1** = Fusibile 2 A
R30 = 5,0 ohm, 10 watt (a filo)	**F2** = Fusibile 2 A

denza che caratterizza il percorso del segnale, è assai difficile che possano verificarsi accoppiamenti parassiti che portino alla produzione di segnali indesiderati.

La sezione di alimentazione

Il circuito di alimentazione, illustrato alla **figura 4,** è tale da non comprendere alcun

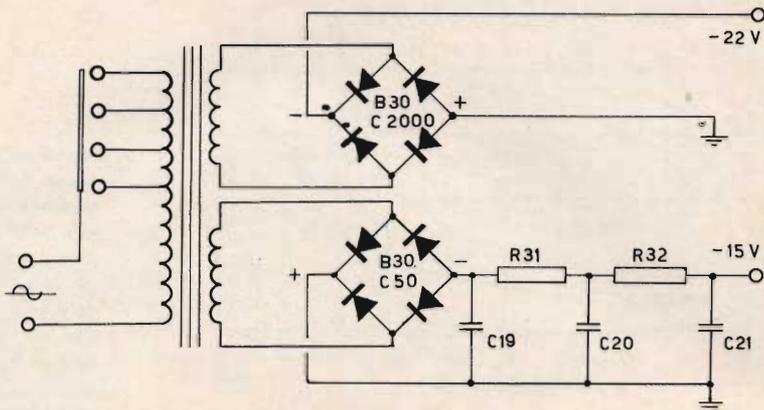



Fig. 4 - Circuito elettrico dell'alimentatore, consistente in due sezioni separate: la sezione superiore alimenta i due amplificatori di potenza, e la sezione inferiore alimenta i due preamplificatori. Il trasformatore di alimentazione dissipa una potenza di circa 100 VA.

VALORI DEI COMPONENTI DELL'ALIMENTATORE

T1 = Trasformatore di alimentazione circa 100 VA	**R31** = 150 ohm, 0,5 watt **R32** = 470 ohm, 0,5 watt
Primario: universale Secondario super. 24 V - 5 A Secondario infer. 20 V - 15 mA	**C19** = 1.000 μF 24 V elettrolitico **C20** = 1.000 μF 24 V elettrolitico **C21** = 100 μF 24 V elettrolitico

dispositivo di regolazione. Ciò è stato possibile grazie all'impiego di un condensatore-serbatoio di valore assai elevato (C17 nel circuito di figura 3, il quale è in grado perciò di assorbire i picchi di intensità di corrente richiesta dallo stadio di uscita dell'amplificatore), ed all'impiego di un circuito rettificatore del tipo a ponte. Quest'ultimo è stato dimensionato in modo da presentare la minima resistenza interna, il che riduce al minimo le variazioni di tensione che si verificano agli effetti dell'alimentazione, quando l'assorbimento sale al valore di picco.

La parte superiore dell'alimentatore fornisce una tensione continua di 22 volt, destinata all'alimentazione della sezione di amplificazione di potenza. La sezione inferiore fornisce invece una tensione continua di 15 volt, assai ben filtrata, per l'alimentazione del circuito di preamplificazione.

Agli effetti del dimensionamento del trasformatore di alimentazione, occorre tener presente che la corrente di picco assorbita dai transistori finali può raggiungere l'intensità totale di oltre 3 ampère, per cui il relativo secondario dovrà essere in grado di fornire una tensione di 24 volt, con una corrente di 4 o 5 ampère. Il secondario per l'alimentazione del preamplificatore — invece — dovrà fornire una tensione di 20 volt con una corrente massima di 15 milliampère.

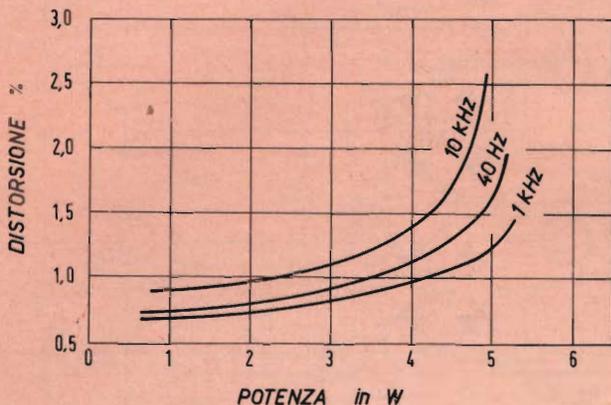



Fig. 5 - Grafico esprimente il livello di distorsione dell'amplificatore, nella gamma compresa tra 40 Hz e 10 kHz, in funzione della potenza di uscita. Con una potenza massima di 4 watt, la distorsione non raggiunge l'1,5%.

Dati di collaudo

Sottoposto a prove con segnali di forma sinusoidale, ciascuno dei due amplificatori di potenza è in grado di fornire una potenza di 5 watt, su di un carico di 5 ohm di impedenza, con una gamma di frequenze compresa tra 50 e 15.000 Hz, e con un fattore di distorsione praticamente inesistente. Il grafico di **figura 5** mette in evidenza il fatto che — usufruendo di circa 4/5 della

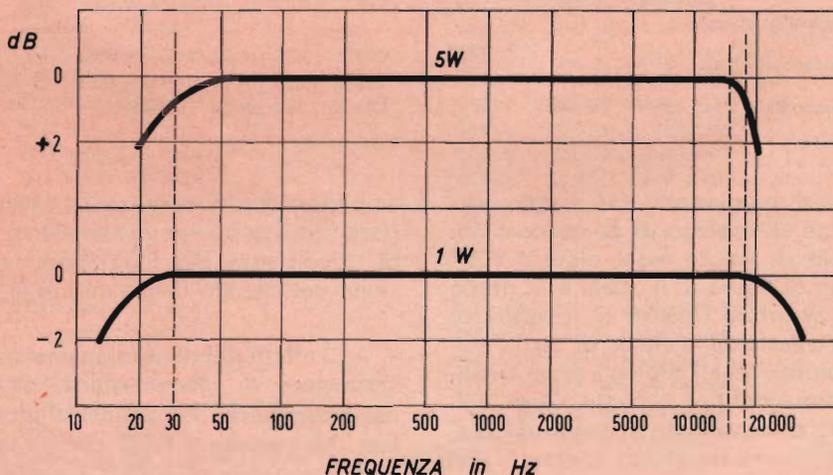
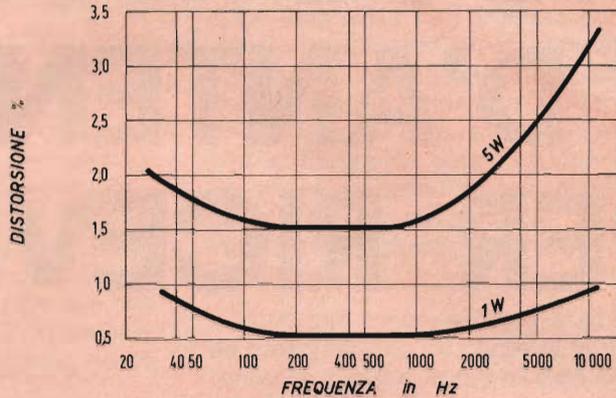



Fig. 6 - Curve di responso dell'intero amplificatore, con i controlli di tono in posizione centrale. La linearità di responso alla potenza di uscita massima di 5 watt è leggermente inferiore a quella che si ottiene con una potenza di 1 watt.

Fig. 7 - Percentuale di distorsione in funzione della frequenza dei segnali amplificati, rilevata con i due diversi livelli di potenza di 1 e di 5 watt.

potenza disponibile, la distorsione è inferiore all'1,5% per qualsiasi frequenza.

A ciò occorre aggiungere che — in queste condizioni — il riscaldamento dei transistori finali, che vengono montati su radiatori ad alette di notevoli dimensioni, è dell'ordine di + 15° C in rapporto alla temperatura ambiente.

Per quanto le curve di figura 5 siano di per se stesse interessanti ai fini della valutazione delle possibilità offerte dall'apparecchio descritto, esse possono essere validamente completate dalla curva di responso di **figura 6,** che esprime il rapporto tra ampiezza del segnale di uscita e frequenza di funzionamento, in funzione della potenza. Come si osserva, alla potenza di 1 watt di uscita la curva è lineare da 30 Hz a oltre 15.000 Hz. Con una potenza di 5 watt, ossia al massimo della resa, la linearità di responso si riduce alla gamma compresa tra poco meno di 50 Hz e circa 14.000 Hz.

Il grafico di **figura 7** — infine — rappresenta il livello della distorsione riscontrata tra le frequenze di 30 e 10.000 Hz, con potenze di uscita rispettivamente di 1 e 5 W.

Per fornire un'idea ancor più precisa delle caratteristiche di funzionamento dell'amplificatore descritto, i tre oscillogrammi di **figura 8** riproducono il responso dell'intero amplificatore, con controlli di tono in posizione centrale, ai segnali di ingresso di forma quadra, e con frequenze rispettivamente di 100, 1.000, 10.000 Hz.

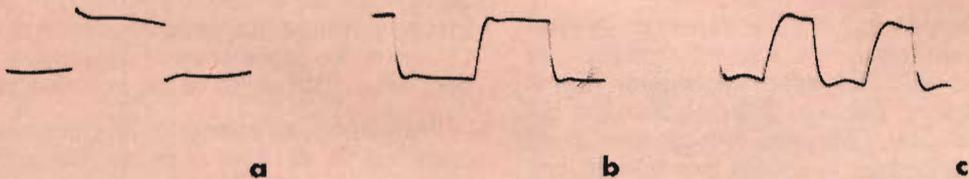



Fig. 8 - Responso dell'amplificatore ai segnali di ingresso costituiti da onde quadre. In (a) il segnale ha una frequenza di 100 Hz. In (b) di 1000 Hz, ed in (c) di 10.000 Hz.

ACCORDATORI D'ANTENNA PER RICEVITORI

Si è generalizzato l'uso di trascurare sempre più l'antenna in ricezione, forse per le grandi amplificazioni oggi ottenibili con valvole e transistori. Tuttavia, se anche in ricezione l'antenna viene accuratamente accordata e ben adattata in impedenza, è possibile ottenere l'ottima ricezione di numerose stazioni ad onde corte, ciò che non sarebbe possibile anche con i più sensibili apparecchi con antenna disadattata.
Viene pertanto qui descritto un semplice accordatore sperimentale d'antenna, a selettività variabile, che pur non impiegando alcuna alimentazione od amplificazione, permetterà di ottenere da ogni radioricevitore le massime prestazioni.

Qualsiasi radioamatore sa che l'antenna dev'essere opportunamente accordata ed adattata al trasmettitore per avere una buona irradiazione.

In via più generale si può affermare che è ritenuta cosa ovvia ed indispensabile da parte di tutti che l'antenna, in trasmissione, non deve essere trascurata avendo una funzione essenziale. In modo completamente diverso è invece affrontato generalmente lo stesso problema in ricezione.

Per quale motivo poi un'antenna in ricezione non dovrebbe essere trattata con riguardo ed anch'essa accordata, non è dato sapere. Eppure, se si eccettuano pochissimi casi, l'accordo dell'antenna è del tutto trascurato, in specie per la ricezione di onde corte con apparecchi di tipo non professionale (che sono poi la stragrande maggioranza).

La regola attuale, universalmente adottata, sembra essere pertanto quella di usare per antenna pochi metri di filo lasciati penzolare sul pavimento o da qualche altra parte, oppure d'impiegare piccole antenne telescopiche incorporate negli apparecchi.

Ne segue che trascurando in ricezione un organo così importante come l'antenna, è poi assurdo amplificare milioni di volte con valvole e transistors, come si usa fare ora, per avere in definitiva risultati modesti. Concesso che per questioni d'ingombro non è possibile ricorrere in genere, come un tempo, all'impiego di gigantesche antenne, il trascurare quasi del tutto l'antenna, come si usa fare oggi, è però eccessivo. Del resto basta fare una prova.

Prendiamo, ad esempio, un ricevitore ad onde corte di tipo comune, escludendo però quei modelli in cui la presenza delle onde corte è più nominale che reale; fra i pochi metri di filo usati come antenna ed il ricevitore interponiamo un accordatore d'antenna. Non è poi male se quest'ultimo è anche di tipo perfezionato, per cui è capace di accordare anche gli stadi

d'entrata del ricevitore il quale, per lo stesso principio della supereterodina, almeno in tre punti della scala è per forza di cose più starato di quanto normalmente si creda.

Si sintonizzi allora la più debole, interferita e disturbata stazione che si riesca a ricevere; poi si regoli con cura l'accordatore d'antenna. Sembra allora di assistere ad un miracolo: la stazione di prima giungerà fortissima, nitida e non più interferita. Lo stesso ricevitore che prima aveva indotto, almeno i profani, a credere che in onde corte non si riuscisse a ricevere che una cinquantina di stazioni al massimo, munito dell'accordatore di antenna ne riceve diverse... migliaia!

Eppure l'accordatore d'antenna non amplifica, anzi, essendo un organo del tutto passivo, dissipa pur sempre energia a radiofrequenza.

Tuttavia, effettuando la prova predetta, sembra che al ricevitore sia stato aggiunto almeno uno stadio di amplificazione e la selettività sia controllata a... quarzo!

La spiegazione del fenomeno sta nel fatto che l'accordatore di antenna elimina i difetti insiti nel disinvolto sistema, ora di moda, di collegare direttamente un'antenna qualsiasi ad un ricevitore qualsiasi.

Lo stesso discorso può essere fatto per quei ricevitori che inalberano eleganti antennine telescopiche incorporate. Abbastanza efficienti sui 10-20 metri, esse sono inferiori ai soliti 3 m di filo gettati sul pavimento, quando si passa sui 50-80 m; quest'ultima constatazione ci permette di incominciare a stabilire un punto fermo.

La lunghezza dell'antenna da usarsi in ricezione non dev'essere insufficiente rispetto alla lunghezza d'onda che si desidera ricevere. Infatti, se l'antenna è così breve da poter essere trascurata, è chiaro che si comporta come se non esistesse, ed allora un accordatore d'antenna, per quanto ottimo ed efficiente, non può ovviamente migliorare in alcun modo la ricezione.

Tutto ciò premesso, possiamo passare ad esaminare da un punto di vista eminentemente pratico come si può risolvere il problema.

Accordo ed impedenza

Sia l'antenna che i circuiti d'ingresso del ricevitore, per avere un'ottima ricezione, devono essere accordati sulla frequenza da ricevere; inoltre, le rispettive impedenze vanno fra loro accuratamente adattate.

Quest'ultimo risultato può essere ottenuto con varie disposizioni circuitali fondamentali e nella fig. 1 sono riportati alcuni esempi.

Il circuito di fig. 1-a, del tipo ad « L », può essere usato quando l'impedenza all'entrata E è maggiore di quella presente all'uscita U; quello di fig. 1-b serve per il caso opposto, ossia quando l'impedenza in E è minore che in U. In altri termini,

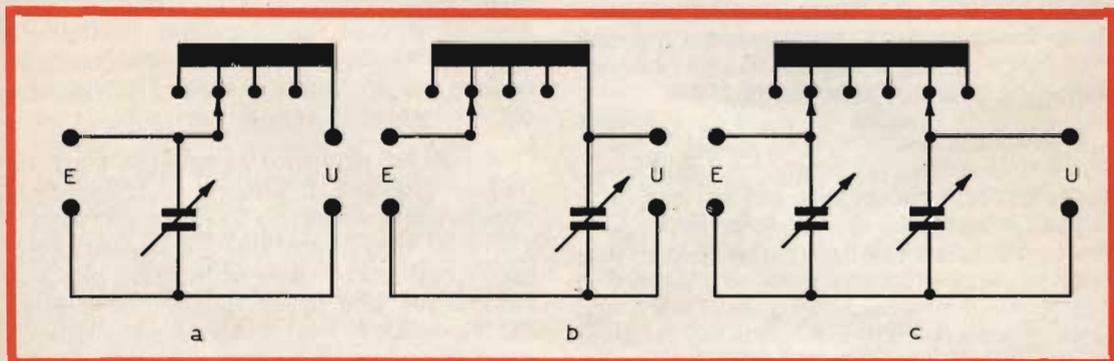



Fig. 1 - Alcuni circuiti fondamentali per l'adattamento dell'impedenza d'antenna: a)-b) circuiti ad « L »; c) circuito a « π ».

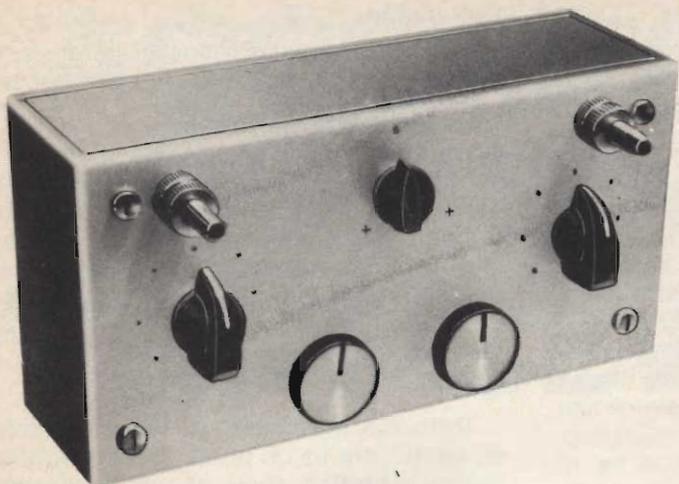



Fig. 2 - Aspetto esterno dell'accordatore a selettività variabile.

si vede che il lato a bassa impedenza è sempre dal lato dell'induttanza, mentre quello ad impedenza più elevata fa capo al condensatore.

Il fattore di merito Q di questi due circuiti è una funzione del rapporto delle impedenze che devono essere adattate e non è quindi variabile a piacere secondo altre necessità. Un miglioramento si ha combinando assieme due circuiti ad « L » (come in fig. 1-c), nel qual caso la disposizione viene detta a « pi-greco » ed il fattore Q può essere prefissato con una certa libertà. Quest'ultimo circuito, molto usato in trasmissione, potrebbe essere ottimo anche in ricezione, ma presenta due gravi inconvenienti.

Il primo inconveniente è quello che la selettività non è regolabile e quindi, ricevendo stazioni che trasmettono quasi sulla stessa frequenza, se non è sufficiente il Q del circuito per separarle, non vi sono altre possibilità d'intervento.

Il secondo inconveniente è che la reattanza dell'induttanza posta fra i due condensatori non può essere più elevata della radice quadrata del prodotto delle due reattanze delle impedenze che devono essere fra loro adattate.

Inoltre, se il circuito a « pi-greco » entro certi limiti provvede a ben adattare le impedenze, pur tuttavia non è in grado di accordare su una vasta gamma di frequenze sia l'antenna che i circuiti d'entrata del ricevitore. Abbiamo pertanto sperimentato altri vari circuiti e quello che qui di seguito descriveremo, anche se suscettibile di ulteriori migliorie, ci ha fornito i migliori risultati.

Accordatore a selettività variabile

L'aspetto esterno dell'accordatore che abbiamo realizzato è visibile in fig. 2.

Una cassettina interamente di metallo, di 205 x 105 x 65 mm, ha lo scopo principale di schermare accuratamente tutti i circuiti dell'accordatore. Affinché l'azione schermante sia efficace e non solo formale, occorre curare (ad esempio, raschiando via la vernice in corrispondenza delle viti di fissaggio dei pannelli) che tutte le pareti della cassettina metallica siano in perfetto contatto elettrico fra loro. Tutti i comandi e gli attacchi coassiali si trovano sul pannello frontale; a tergo ed ai lati la custodia metallica deve essere, da un punto di vista elettrico, ermeticamente chiusa.

In fig. 3 è riportato lo schema elettrico dell'accordatore. L'antenna va collegata al bocchettone coassiale E; il bocchettone U (pure di tipo coassiale) va invece collegato (con breve cavo schermato per alta frequenza) alle prese di antenna e terra del ricevitore. Per le radioline a transistors provviste della sola antenna telescopica incorporata, ma prive di prese per il collegamento di antenne esterne, la calza metallica del cavo che esce da U va collegata ad una massa della radiolina (ad

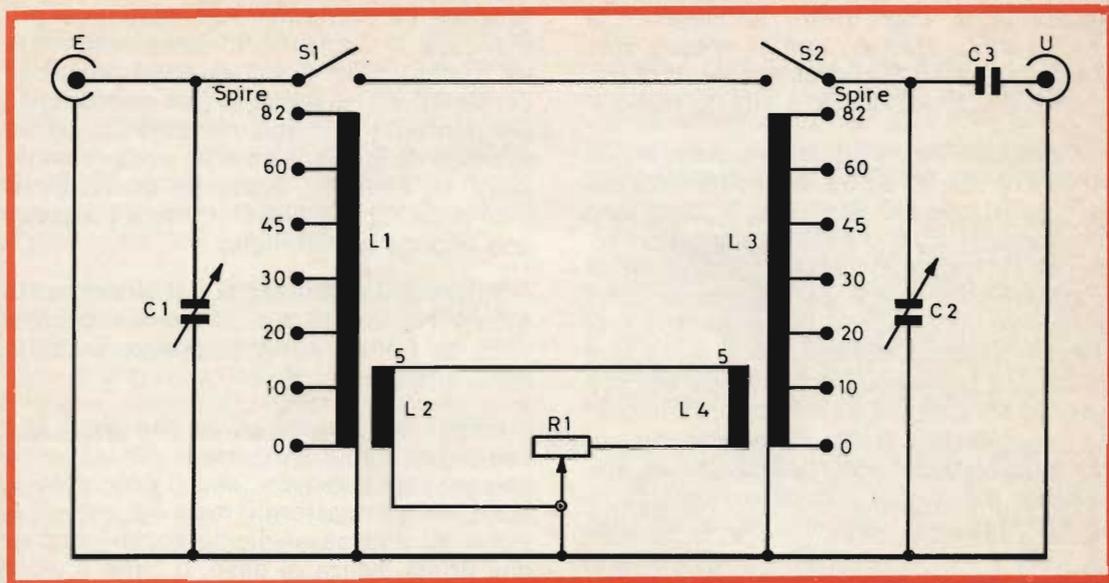



Fig. 3 - Schema elettrico dell'accordatore.

esempio alla carcassa del condensatore variabile, se è del tipo ad aria, od al contatto centrale collegato al perno, se il variabile è a dielettrico solido).

Il conduttore centrale isolato del cavo va invece collegato direttamente alla base dell'antenna telescopica, lasciando l'antenna stessa tutta rientrata. Oltre ai due attacchi E ed U sono presenti i due commutatori indipendenti e separati S1 ed S2, oltre ai due condensatori ad aria C1 e C2, nonché le bobine L1 ed L3 munite ciascuna di prese intermedie in modo da poter aumentare e diminuire a piacere il numero delle spire inserite in circuito.

Il condensatore C3 (che può essere omesso nella maggioranza dei casi) ha varie funzioni particolari, tra cui quella di offrire un certo effetto di passabanda su determinate frequenze, di impedire sovraccarichi (usando antenne molto estese) quando S1 ed S2 si trovano nella posizione di ricerca preliminare (come meglio verrà spiegato in seguito) e di bloccare passaggi di cariche elettrostatiche continue fra antenne esterne e ricevitore, ecc.

Infine, R1 è il controllo di selettività che permette di rendere più stretto o basso l'accoppiamento del tipo « Link » ottenuto mediante L2 ed L4.

Funzionamento dell'accordatore

L'antenna da usare con l'accordatore può essere anche interna e costituita da pochi metri di filo. È stata prevista questa forma rudimentale d'antenna perché è accessibile a tutti ed assai di rado è possibile disporre di spettacolari ed elevate antenne esterne. Tuttavia, si rammenti che un'antenna esterna, sia pure rudimentale, è necessaria in tutti quei casi in cui non si dispone di locali ben esposti alle radioonde. Ad esempio, in un seminterrato, in una cantina, in un negozio, specie se in case in cemento armato, con inferriate alle finestre o cristalli al piombo alle vetrine, la ricezione con antenna interna è molto difficoltosa e si deve quindi far giungere all'esterno, anche con mezzi di fortuna, almeno tre o quattro metri di filo da impiegarsi come antenna.

Come sempre si usava ai primordi della radio, il lato massa del bocchettone E può essere collegato a condutture dell'acqua o del termosifone; ma da prove effettuate, specie ricevendo lunghezze d'onda inferiori ai 45 m, si è constatato che non si hanno vantaggi particolari effettuando questo collegamento in più, per cui il lato massa di E può anche essere lasciato libero senza danno, specie se non si hanno

instabilità e, soprattutto, se durante la ricerca delle stazioni non si notano spostamenti di sintonia o trascinamenti di frequenza per il cosiddetto « effetto mano ».

L'accordatore in questione presenta la stranezza che S1 ed S2, quando si trovano sulla posizione più alta in fig. 3, collegano direttamente E ad U escludendo tutto l'accordatore tranne C1 e C2. L'introduzione di questa posizione è stata suggerita dalla pratica ed ha lo scopo di permettere una ricerca continua delle stazioni. Accadeva infatti che lasciando l'accordatore sempre inserito fra antenna e ricevitore, all'infuori del piccolissimo tratto di gamma, su cui era sintonizzato l'accordatore, per la sua favolosa selettività non permetteva di ricevere, neppure debolmente, alcun'altra stazione.

D'altra parte regolare ogni volta accuratamente tutti i comandi dell'accordatore è purtroppo un'operazione piuttosto lunga. Tuttavia, in pratica, poche stazioni hanno un interesse tale per l'ascoltatore da meritare di essere accuratamente selezionate e potenziate agendo sull'accordatore.

Pertanto, abbiamo inserito in più questa posizione che corrisponde a quella di « accordatore escluso », che va usata tutte le volte che si effettua un'esplorazione generica delle gamme, alla ricerca di qualche emissione interessante. A rigore anche C1 e C2 avrebbero dovuto essere esclusi; per non dover usare commutatori con due vie in più, abbiamo risolto il problema semplicemente ruotando C1 e C2 al minimo di capacità, tutte le volte che S1 e S2 vengono posti sulla posizione di « accordatore escluso ».

Va da sè che chi preferisce evitare quest'ultima manovra può usare commutatori con più vie.

Il bocchettone U, essendo a sua volta collegato all'ingresso del ricevitore, con S1 ed S2 in posizione di « accordatore escluso » e C1 e C2 tutti aperti, si può procedere alla ricerca continua delle stazioni agendo sul solo comando di sintonia del ricevitore.

Captata, anche debolmente, l'emissione che interessa, si potrà renderla nitida, forte e ben distinta facendo entrare in funzione l'accordatore. Allo scopo, per prima cosa il comando di selettività (R1) va ruotato tutto a destra nella posizione di selettività minima, e poi procedendo per tentativi si commuteranno S1 ed S2 in modo da lasciare inserite sempre meno spire su L1 e L3, ruotando contemporaneamente C1 e C2 per ottenere l'accordo con impedenza ottimale.

Tuttavia, l'inserimento dell'accordatore è in un certo senso un vero e proprio salto nel buio o, più esattamente, un salto nel... silenzio.

Infatti, è a questo punto che chi è alle sue prime esperienze, resta decisamente deluso, constatando che l'accordatore, lungi dal permettergli meravigliose ricezioni, gli sottrae anche le poche stazioni che prima, senza di esso, o bene o male riusciva a ricevere. Purtroppo esiste anche il paradosso che tanto più un accordatore è di alta qualità, tanto meno permette una ricezione qualsiasi quando non è perfettamente regolato.

Occorre quindi non scoraggiarsi e, agendo pazientemente su S1-C1 ed S2-C2, alla fine s'incomincerà a ricevere qualche stazione.

Fin qui si sarà dovuto procedere piuttosto a tentoni, pur tuttavia esistono alcune ovvie regole per ottenere un accordo piuttosto rapido. Dopo qualche tempo di uso si saprà a priori con buona approssimazione come regolare i vari comandi secondo le lunghezze d'onda da ricevere, ma per le prime volte bisognerà accontentarsi di commutare S1 ed S2 contemporaneamente, come se fossero collegati meccanicamente fra loro in modo da inserire o disinserire, rispettivamente su L1 ed L3, lo stesso numero di spire.

Inoltre, occorrerà ricercare l'accordo non a caso, ma dove può trovarsi. Sapendo che con antenne non troppo lunghe e ricevitori normali le gamme accordabili in modo continuo vanno da circa 100 m a 15 m, è ovvio che se si cercherà di accordare l'apparecchio su una stazione che trasmette sugli 80-100 m le spire di L1 ed L3 andranno tutte inserite; accordando sui 35-80 m si utilizzeranno le prese intermedie e dai 35 ai 15 m andrà inserito un minimo numero di spire.

Giunti a questo punto ormai è vicino il... miracolo! Agendo solo su C1 ed S1 si regoleranno per avere la ricezione più forte, poi si farà altrettanto con C2 ed S2. Ritoccare leggermente la sintonia del ricevitore e poi nuovamente l'accordatore. S1 ed S2, dopo queste regolazioni, molto spesso verranno a trovarsi su posizioni diverse, ma ciò è normale.

La debole ed interferita stazione, che prima si riceveva a malapena senza accordatore, giungerà forte e nitida. Se qualche interferenza, specie con stazioni telegrafiche, persiste, basterà aumentare la selettività ruotando R1 verso sinistra (maggiore resistenza inclusa). In genere, quando R1 è anche solo a metà corsa, la selettività è già così alta che nessuna interferenza è più presente.

Fanno eccezione quei casi in cui due stazioni trasmettono praticamente sulla stessa frequenza e, quindi, non sono separabili completamente con nessun sistema.

L'adattamento d'impedenza, entro certi limiti, avviene in modo automatico ricercando l'accordo che fornisce il più forte segnale in ricezione. Ciò per il fatto che sia C1-L1 che C2-L3 possono essere sintonizzati sulla stessa frequenza, ma con rapporti L/C variabili entro ampi limiti. Ad esempio, se al circuito C2-L3 è richiesta un'alta impedenza, la ricezione migliore si avrà con la sintonia ottenuta con un massimo di spire di L3 inserite e C2 quasi tutto aperto.

Viceversa, quando è richiesta un'impedenza bassa, la sintonia che darà i migliori risultati sulla stessa frequenza la si otterrà con C2 tutto chiuso ed un minimo di spire di L3 inserite.

Costruzione

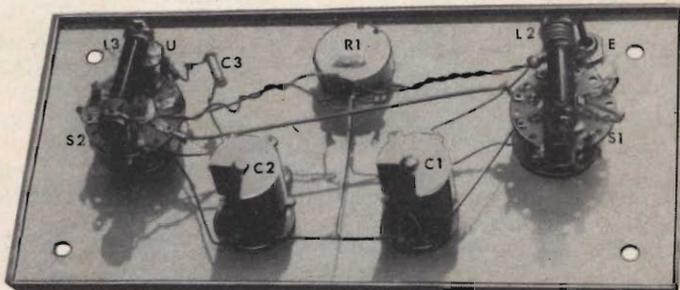
Com'è visibile dalla fig. 4, tutti i componenti sono fissati direttamente posteriormente al pannello frontale. I fili che uniscono i vari componenti vanno fatti passare distanziati di 2,5-3 cm dal pannello.

In fig. 4, il pannello essendo visto da tergo, l'entrata E è a destra e l'uscita U a sinistra. Ovviamente, sul davanti, come in fig. 2, l'entrata U e C1-S1-L1/L2 sono a sinistra, come appare anche nello schema elettrico di fig. 3. Gli unici componenti da approntare sono le induttanze.

Su dei supporti di 11 mm di diametro e lunghi 34 mm si avvolgeranno complessivamente 82 spire serrate di filo smaltato ∅ 0,25 mm, ricavando delle prese alla 10ª, 20ª, 30ª spira, ecc., come indicato in fig. 3; dal lato « freddo » di L1 ed L3, ossia dal lato « O » (che va collegato a massa), si avvolgeranno sopra ad L1-L3 gli avvolgimenti L2-L4. Si userà non un filo smaltato, ma un conduttore molto isolato, come ad esempio della trecciola di rame ricoperta in vipla. Sia L2 che L4 constano soltanto di 5 spire non spaziate; questi avvolgimenti vanno collegati fra loro (passando da R1) non usando fili paralleli, ma attorcigliati fra loro a treccia.

Una soluzione comoda è quella di usare lo stesso cavetto isolato in plastica che è servito per avvolgere L2 ed L4 per effettuare anche le trecce di collegamento. In tal caso, terminato ogni avvolgimento, si lasceranno i terminali lunghi circa 110 mm per parte, accorciandoli poi a misura esatta al momento di saldarne i capi.

Sia L1 che L3 sono provviste di nucleo ferromagnetico. Si avrà cura di collocare

Fig. 4. - Disposizione dei vari componenti dell'accordatore.

SIGLA	DESCRIZIONE	N. G.B.C.
R1	1 potenziometro lineare senza interruttore da 500 Ω	D/202
C1, C2	2 condensatori variabili ad aria da 100 pF	O/84
C3	1 condensatore ceramico 68 pF/1.500 V	B/15
S1, S2	2 commutatori in steatite 1 via/7 (11) posizioni	G/1027
L1, L2, L3, L4	2 supporti per bobina ∅ 11 x 34 mm	O/666
	2 nuclei filettati ∅ 9 x 20 mm	O/629
E, U	2 prese da pannello, femmina	G/2590
	2 spine volanti, maschio	G/2590-1
	2 manopole ad indice (per S1, S2)	F/398
	1 manopola ad indice (per R1)	F/392
	2 manopole (per C1, C2)	F/195-4

il nucleo dal lato opposto a quello di massa, in caso contrario risulteranno eccessive le prime 10 spire quando si ricevono le frequenze più elevate ed occorrerebbe effettuare la prima presa non alla decima spira bensì alla quinta.

I supporti delle bobine, nel modello che abbiamo realizzato, erano fissati con squadrette di plastica alle viti superiori dei commutatori. Nulla vieta di usare un altro sistema di fissaggio, purché si eviti l'eccessiva vicinanza delle bobine a parti di metallo od alle pareti della custodia. Le bobine, invece che parallele fra loro (come in fig. 4), possono essere montate a 90° senza inconvenienti. Per S1 ed S2, indichiamo nell'elenco dei materiali occorrenti dei tipi di commutatori diversi da quelli usati nel modello in quanto quelli originari non sono più reperibili. Per R1, da esperienze fatte, è risultato che può essere usato anche un potenziometro da 1 kΩ.

G. A. U.

In una moderna clinica cittadina è entrato in funzione un originale sistema per conciliare il sonno ai neonati. I risultati ottenuti vengono definiti soprendenti. Nella nursery della clinica appositi altoparlanti diffondono, in determinate ore, il battito cardiaco tipico di una donna prossima ad essere madre: la percezione di tali battiti influenza i neonati che ascoltando il suono ritmato a loro familiare nel grembo materno, si acquietano e si assopiscono. A tale scopo è stato utilizzato un registratore con una bobina a nastro continuo.

Sono state aggiunte alla serie dei tyristor della Mullard le due nuove serie di tyristor che hanno una temperatura ammissibile della giunzione di 150 °C. Le due serie, tipo BTX 75 e BTX 76, hanno valori di corrente rispettivamente, di 8.5 e 12 A. A causa dell'alto grado di temperatura, richiederanno l'uso di dispositivi di dispersione più piccoli e meno costosi.

Essi, quindi, sono particolarmente adatti per essere impiegati a bordo di aerei ed in applicazioni similari dove le dimensioni ridotte ed il peso limitato sono di primaria importanza.

In considerazione dell'elevato numero di quesiti che ci pervengono, le relative risposte, per lettera o pubblicate in questa rubrica ad insindacabile giudizio della redazione, saranno date secondo l'ordine di arrivo delle richieste stesse.
Sollecitazioni o motivazioni d'urgenza non possono essere prese in considerazione.
Le domande avanzate dovranno essere accompagnate dall'importo di lire 2.000 anche in francobolli a copertura delle spese postali o di ricerca, parte delle quali saranno tenute a disposizione del richiedente in caso non ci sia possibile dare una risposta soddisfacente.

a cura di P. Soati

I LETTORI CI SCRIVONO

Sig. MANIGILI M. Milano
Ricevitori telegrafici professionali

L'assicuriamo che in avvenire non mancheremo di intrattenerci sulle apparecchiature che interessano le radiocomunicazioni tenuto conto che non pochi sono i professionisti di tale campo che leggono la nostra rivista, comunque la trattazione di tale argomento può essere sempre oggetto di richieste alla nostra rubrica.

Il ricevitore della MARCONI H2002 *appartiene ai sistemi AF a sintonia automatica della serie MST, ed è senza altro di tipo altamente professionale, a questa serie appartengono altresì i ricevitori H2102, H2112 ed altri. In figura 1 riportiamo la disposizione tipica, e lo schema a blocchi, di una stazione ricevente del tipo MARCONI HF.*

In questi ricevitori sono impiegati dei sintetizzatori di frequenza del tipo a decade i quali oltre al vantaggio di una elevatissima stabilità, che si ottiene tramite un generatore controllato a quarzo, consentono un'ampia possibilità di scelta della frequenza di esercizio con gli stessi vantaggi che si ottengono mediante l'impiego di un oscillatore variabile. La possibilità di alimentare più sintetizzatori con un'unica sorgente campione di frequenza consente di ottenere per quest'ultima una stabilità notevolmente superiore a quella propria dei normali oscillatori a quarzo.

I sistemi a sintetizzatore inoltre, in virtù del loro grado di precisione e di stabilità, eliminano la necessità dei dispositivi per il controllo automatico di frequenza il cui

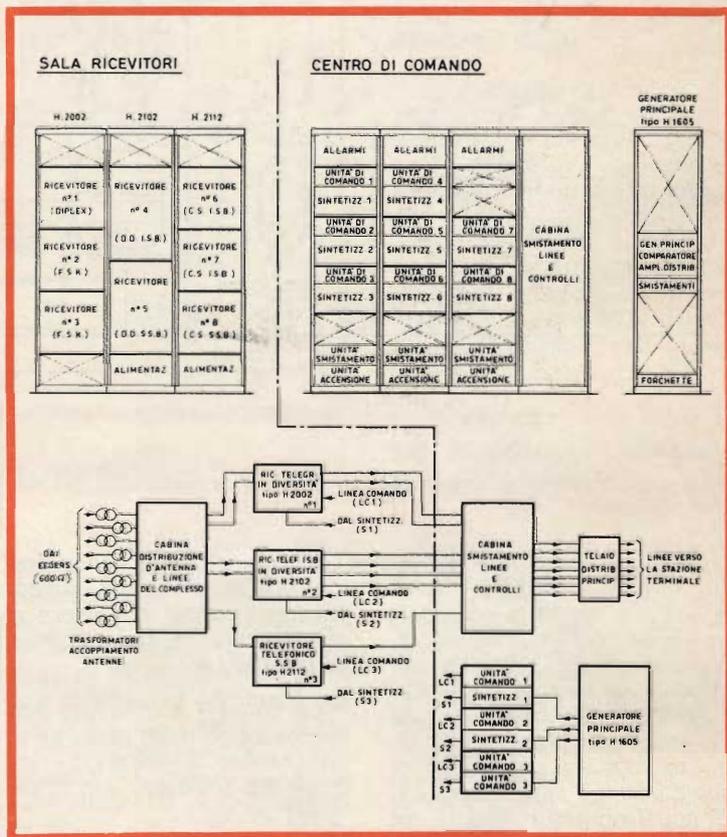



Fig. 1 - Schema a blocchi di stazione ricevente professionale Marconi HF.

funzionamento sovente è alterato dalla presenza di disturbi o dai segnali troppo forti di stazioni adiacenti. A questo riguardo è stato rilevato che un ricevitore del tipo ad alta stabilità presenta un tempo medio di esercizio utile, giornaliero, di 30' maggiore di quello relativo ad un analogo ricevitore munito di CAF. Comunque per la ricezione di stazioni aventi una frequenza molto instabile è previsto l'uso di un gruppo CAF, completamente elettronico, il quale consente di ricevere anche segnali con frequenze portanti che non siano multiple esatte di 100 Hz.

zatore mediante la semplice pressione di un pulsante. Nel giro di pochi secondi tutti i circuiti del sintetizzatore, sensibili alla frequenza prescelta vengono sintonizzati su tale valore. La possibilità di sintonia sulla frequenza immagine è esclusa. Il tempo medio di sintonia è di circa 12 secondi, quello massimo di 24 s.

Le capacità variabili in questo ricevitore sono state sostituite da « varactor » di modo che la sintonia può essere eseguita senza ausilio di alcun servomeccanismo a tutto vantaggio della compattezza e del grado di sicurezza del sistema.

re di $\pm$ 1,5 Hz per giorno, per qualsiasi frequenza facendo uso come generatore principale il tipo H1605. Fattore di rumore migliore di 8 dB. Protezione nei riguardi della frequenza immagine migliore di 65 dB per $F < 10$ MHz, migliore di 75 dB per $F > 10$ MHz. Larghezza di banda 2 kHz, 1 kHz, 500 Hz o 250 Hz. Velocità telegrafica 50, 100 o 200 Baud. Uscita 10 V a 10 mA con alimentazione interna fino a 80 V con 50 mA con alimentazione esterna. Controllo automatico di frequenza: campo di agganciamento $\pm$ 40 % della deviazione di frequenza; campo di insegui-

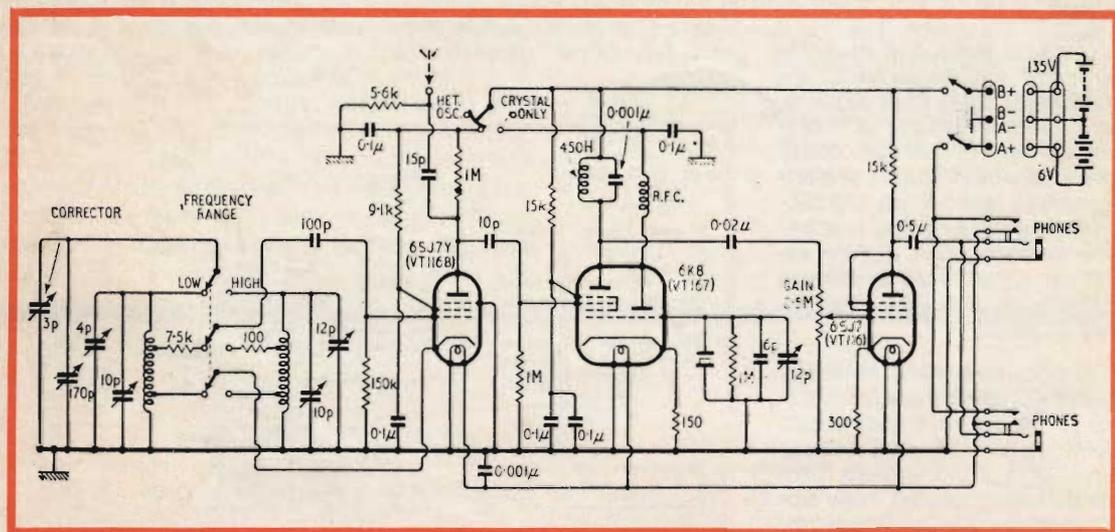



Fig. 1 - Frequency meter tipo BC 221 « O ».

In questo ricevitore è stato usato il SINTETIZZATORE H1500 che opera la cosiddetta sintesi per somma e, diversamente da altri tipi nei quali si fa uso di oscillatori agganciati in fase, esclude nel modo più assoluto la possibilità che in condizioni di guasto venga resa disponibile una frequenza diversa da quella prescelta.

La SINTONIA AUTOMATICA viene effettuata previa predisposizione del sintetiz-

I comandi sono concentrati su una apposita unità disposta immediatamente sopra al corrispondente sintetizzatore di frequenza.

La figura 1 si riferisce alla disposizione degli apparati in un « centro di comando » nel quale sia previsto l'uso di sei ricevitori.

I dati tecnici relativi al ricevitore H2002 sono i seguenti: Campo di frequenza 2500 $\div$ 27500 kHz. Stabilità miglio-

mento $\pm$ 150 Hz; errore residuo $\pm$ 10% della deviazione di frequenza. Alimentazione 100/125 oppure 200/250 V $\pm$ 6 % monofase 45-65 Hz. Consumo 25 W per ricevitore. Dimensioni della cabina standard 229 x 60 x 30,5. Ricevitori per cabina 3.

Generatore principale H1605. Frequenza 1 MHz. Tolleranza di frequenza: a breve termine minore di $\pm 1 \times 10^{-8}$, per giorno; a lungo termine minore di 5×10^{-8} per mese.

Livello di uscita tra 8 e 16 mW su 75 Ω.

Sintetizzatore di frequenza H1500E. Campo di frequenza 3,0000÷30,9999 MHz. Stabilità dipendente dal generatore principale ad 1 MHz. Livello di uscita 5÷20 mW. Impedenza a 75 Ω sbilanciata.

Sig. RUSSO E. Roma
Frequency Meter BC 221

Innanzi tutto precisiamo che esistono diversi tipi di misuratori di frequenza della serie BC 221. *Quelli della serie A, C, D montano valvole 77, 6A7, 76; la serie monta valvole 7G7, 7B8LM, 7A4; le serie B, N, Q, AA, AE, AG 2-6SJ7, 6K8; le serie F, JK, L, 6SJ7Y (sostituibile eventualmente con la 6SJ7) 6A7, 76; le serie R, AC, P, T, AF, AH, M, O 6SJ7Y, 6K8, 6SJ7. AK, AN 2-6SJ7, 6K8. AJ, AL 6SJ7, 6K8, 6SJ7. Queste valvole sovente sono sostituite con le corrispondenti valvole delle serie militare VT.*

In figura 1 riportiamo lo schema dell'apparecchio BC 221 serie « Q ». Mentre in figura 2 è rappresentato un alimentatore che fornisce le tensioni adatte a sostituire l'alimentazione a pile. Anzichè la valvola GZ34 può essere usata un'altra di tipo similare. La resistenza R, *del tipo regolabile, deve essere scelta in modo da consentire la lettura di 15 mA in un amperometro inserito nel punto contrassegnato nello schema da una « X ».*

Fig. 2 - Alimentatore per BC 221.

Sig. FURLAN L. Venezia
Amplificatore stereofonico

Rispondiamo ai suoi quesiti:

1) L'amplificatore EICO HF12A, che è fornito anche sotto forma di scatola di montaggio, può fornire una potenza musicale di 18 W e continua di 14 W. Contrariamente a quanto Lei afferma è del tipo mono HI-FI ed è completo di preamplificatore. La sua risposta in frequenza è di 25 ÷ 20.000 Hz con distorsione dell'1% a 12 W. Lo schema elettrico e quello di cablaggio, completi delle istruzioni che consentono di effettuare una rapida costruzione sono contenuti nella scatola di montaggio. Essi non possono essere forniti a parte.

2) Per ovvie ragioni non ci è possibile pubblicare schemi studiati in funzione del materiale in possesso del richiedente. *D'altra parte deve convenire che il prezzo delle valvole oggi giorno è talmente basso che incide in minima parte sul costo generale di un apparecchio nel quale al massimo ne sono impiegate una mezza dozzina.*

3) Dato che Lei è abbonato alla rivista nella stessa troverà una lunga serie di amplificatori in alcuni dei quali si fa uso delle valvole in suo possesso. Comunque siamo in grado di fornirle lo schema di un amplificatore stereo da 7 W nel quale si fa uso di valvole del tipo ECC83, ECL82 ed EZ80.

4) Il trasformatore di alimentazione in suo possesso eroga una corrente troppo bassa infatti questa dovrebbe essere di circa 150 mA.

5) Tenga presente che ottimi amplificatori stereo sono gli EICO AF da 8 W (4+4), ed altri che sono illustrati nei numeri arretrati della rivista.

Sig. MUGGIOLI A. Genova
Impianto interfonico

Con riferimento alla sua richiesta relativa ad un impianto interfonico, riteniamo che la soluzione migliore sia quella di realizzare l'apparecchio descritto nel numero di Gennaio-Febbraio della rivista, collegando in serie alla cicalina una lampadina la quale potrà anche essere comandata da un relé. Naturalmente, la tensione di alimentazione dovrà essere leggermente aumentata in funzione dell'assorbimento di corrente del suddetto dispositivo.

Riteniamo comunque che per richiamare l'attenzione delle persone ricercate, qualora esse naturalmente si trovino ad una distanza tale da non poter udire l'altoparlante dell'apparecchio interfonico (e sotto questo punto di vista anche la lampadina si dimostrerebbe inutile) sia consigliabile ricorrere all'impiego di un « cerca persone ».

Questo apparecchio, (in commercio se ne trovano tipi differenti adatti alla soluzione di qualsiasi problema relativo al numero di persone e alla distanza), è costituito da un semplice impianto di chiamata dal quale si può inviare un messaggio, e comunque avvertire una persona che è ricercata, ad esempio, presso l'impianto interfonico.

Ciascun dipendente è in possesso di un minuscolo ricevitore inseribile con facilità nel taschino di una giacca, di una tuta o di un camice al quale può pervenire tanto una comunicazione verbale quanto un segnale acustico avente lo scopo di informarlo che è ricercato.

Naturalmente ad ogni persona è assegnato un segnale caratteristico diverso la cui selezione viene effettuata dal centralino, selezione che avviene anche per gli impianti che effettuano comunicazioni verbali anzichè la sola emissione di determinate frequenze. Le segnalazioni ovviamente sono ricevute soltanto dall'interessato e non possono essere intercettate da altre persone.

Sig. BERTUCCO L. Trento

Transistore BFY50 e nucleo ferroxcube

La dissipazione massima del transistore BFY50 è di 800 mW senza dissipatore termico e di 4 W con dissipatore termico, come è visibile dalla curva di figura 1. La corrente di collettore (Icm) è di 1 A e non di 100 mA. Le connessioni del transistor in questione sono riportate in figura 2.

Tenga presente che la G.B.C. dispone di una vasta serie di DISSIPATORI TERMICI, *per tutti gli usi, che sono illustrati da pagina 240 a pagina 247 del* CATALOGO INDUSTRIALE COMPONENTI ELETTRONICI G.B.C. 1967.

I nuclei originali possono essere sostituiti con altri della ditta Philips adatti allo stesso uso. Eventualmente può richiedere alla stessa il catalogo relativo a tale prodotto.

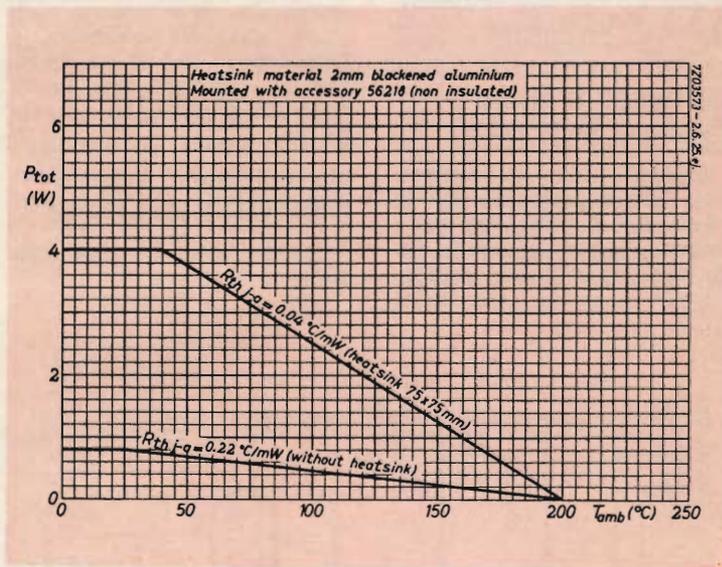



Fig. 1 - Curva di dissipazione in W relativa al transistor BFY 50.

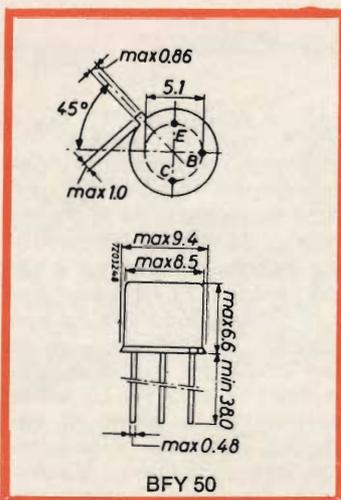
BFY 50

Dott. PASSARDI R. Milano

Amplificatore e signal tracer

Come abbiamo pubblicato nella rubrica i LETTORI CI SCRIVONO del n. 4-1967, nella descrizione relativa all'amplificatore monoaurale comparsa sul numero 3-1966 siamo incorsi in alcuni errori. Uno di questi riguarda per l'appunto il circuito di controreazione. Comunque a parte le inviamo fotocopia dello schema aggiornato dal quale potrà rilevare le modifiche che occorre apportare al circuito per ovviare all'inconveniente.

Per quanto concerne invece il suo secondo quesito ci sembra che la sua proposta di trasformare l'amplificatore in un signal tracer sia da rite-

nere poco razionale per il fatto che a tale scopo si prestano meglio apparecchiature espressamente costruite e meno impegnative.

Restiamo a sua disposizione per ulteriori chiarimenti.

Sig. TRINCHERO G. Asti
Amplificatore per chitarra

Gli schemi del complesso, amplificatore-preamplificatore per chitarra pubblicati a suo tempo sulla rivista sono esatti.

Da quanto ci comunica risulta evidente come Lei non abbia troppa pratica in fatto di montaggi del genere mentre la costruzione di questo complesso è consigliabile esclusivamente a chi abbia in tale campo una certa esperienza.

Come è chiaramente indicato nello schema, i condensatori C23 e C24 sono del tipo da 2 µF 350 VI, non ad olio, ma bensì elettrolitici. Nello schema è pure indicato in quale modo debba essere collegata la polarità degli stessi.

La sigla HT corrisponde, per l'appunto, ai morsetti dell'alta tensione. Il circuito del vibrato è pure esatto. Le consigliamo di rivedere completamente lo schema attenendosi allo schema elettrico. Controlli pure di avere collegato i condensatori elettrolitici con l'esatta polarità riportata sullo schema.

Sig. S. FRANCO Roma

Schema di amplificatore per giradischi e autoradio

Innanzi tutto la preghiamo di voler sempre indicare l'indirizzo completo alfine di consentirci di rispondere ai quesiti anche direttamente. Infatti dato l'elevato numero di richieste che ci pervengono le risposte sulla rivista vengono pubblicate con notevole ritardo.

In figura 1 pubblichiamo lo schema di un interessante amplificatore il quale può essere applicato direttamente al suo impianto di autoradio giradischi. Si tratta di un circuito veramente ottimo nel quale si fa uso di transistor della S.G.S. FAIRCHILD, facilmente reperibili sul mercato e di elevato rendimento.

La potenza di uscita è dell'ordine dei 6,5 W con il seguente contenuto di armoniche:

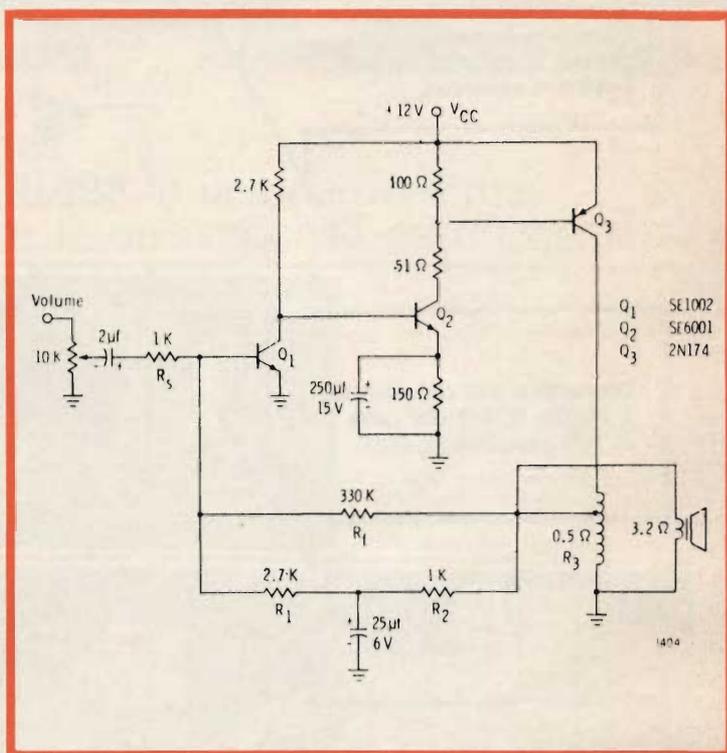



Fig. 1 - Amplificatore per giradischi ed autoradio.

Potenza di uscita	100 Hz	400 Hz	1 kHz	10 kHz
1 W	1 %	1,4 %	1,4 %	4,3 %
2 W	1,5 %	2 %	2 %	10 %
4 W	2,8 %	3,2 %	3,2 %	—
6,5 W	9,2 %	9,8 %	10 %	—

I transistor usati sono rispettivamente 1-SE1002 amplificatore ad elevato guadagno e 1-SE6001 audio driver, della S.G.S.

LA PRIMA FABBRICA DI PILE A SECCO DEL MONDO
HELLESENS
steel flash
HELLESENS
steel power
All steel